PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

ISSN 1232–2628

cena 2,50 zł (25000 zł)

listopad
nr 11 '96

Wysokostabilne źródła prądowe

W poprzednim numerze przedstawiliśmy diody referencyjne. Teraz przyszła kolej na precyzyjne wzorce prądu. Są nimi monolityczne trójkońcówkowe układy scalone LM 134, LM 234, LM 334 różniące się między sobą niektórymi parametrami. Zaletą układów jest bardzo szeroki zakres regulacji prądu od 1μA do 10 mA i duży zakres napięć zasilania od 1 V do 40 V. Wartość prądu ustawia się przy pomocy jednego rezystora. Fabrycznie ustawiony prąd maksymalny (bez dodatkowego rezystora) wynosi 10 mA $\pm$3%. Układy LM 134, LM 234, LM 334 mogą pracować jako pływające źródła prądowe bez oddzielnego dołączenia do masy lub zasilania, co jest w wielu przypadkach bardzo wygodne. Układy Wytrzymują odwrotną polaryzację napięcia zasilania do 20 V, przepuszczając prąd o wartości kilkudziesięciu μA. Pozwala to na zastosowanie ich jako prostowników o zadanej wartości prądu w układach z napięciem zmiennym.

Wartość prądu dostarczanego przez źródło prądowe zależna jest od temperatury. Zależność ta jest liniowa. Umożliwia to zastosowanie źródła jako precyzyjnego czujnika do pomiaru temperatury z nachyleniem ok. +0,33%/^{o}C. Dodanie rezystora i diody umożliwia skompensowanie źródła prądowego tak aby jego współczynnik temperaturowy był bliski zeru.

Na rysunku 1 zamieszczono widok obudowy układu LM 134, a na rysunku 2a podstawowy układ aplikacyjny. Wartość prądu dostarczanego ustala dobierając rezystor R_{SET} w oparciu o wzór

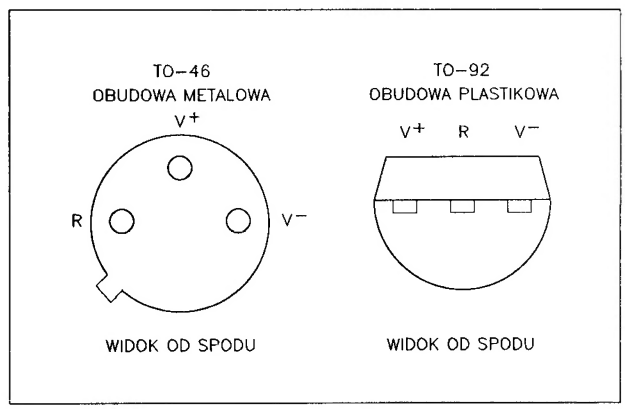
$I_{SET} = V_R/R_{SET} + I_{BIAS} = 227\mu V/^{o}K/R_{SET}$

Wzór ten jest słuszny dla prądów z zakresu od 2μA do 1 mA. Należy pamiętać że temperatura podawana jest w stopniach Kelwina, czyli 25°C odpowiada 297°K. Dobierając wartość rezystora można też posłużyć się wykresem zamieszczonym na rysunku 3.

Tak zaprojektowane źródło prądowe będzie się jednak charakteryzowało dodatnim współczynnikiem temperaturowym. Minimalizacja współczynnika temperaturowego jest możliwa w układzie pokazanym na rysunku 2a. Wartości rezystorów oblicza się na podstawie wzorów: $I_{SET} \approx 0{,}134$ V/R1, R2 = 0,1 · R1.

Paramerty maksymalne

Maksymalne napięcie zasilania:	
LM 134, LM 234, LM334	40 V
LM 134-3, LM 134-6,	
LM 234-3, LM 234-6	30 V
Maksymalne napięcie wsteczne	20 V
Prąd maksymalny	10 mA
Maksymalna moc tracona	400 mW
Zakres temperatur pracy:	
LM 134, LM 134-3, LM 134-6	−55°C do +125°C
LM 234, LM 234-3, LM 234-6	−25°C do +100°C
LM 334	0°C do +70°C



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń układów LM 134

Dokończenie tekstu na str. 31

Tabela 1 Parametry źródeł prądowych LM 134 dla $T_j = 25^{o}$C

Parametr	Warunki pomiaru	LM134/LM234			LM334			Jednostka
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Błąd ustawienia prądu, +V=2,5V	10μA≤I_{SET} ≤1mA			3			6	%
	1mA≤ I_{SET} ≤5mA			5			8	%
	2μA≤ I_{SET} ≤10μA			8			12	%
I_{SET}/I_{BIAS}	100μA≤ I_{SET} ≤1mA	14	18	23	14	18	26	
	1mA≤ I_{SET} ≤5mA		14			14		
	2μA≤ I_{SET} ≤100μA		18	23		18	26	
Minimalne napięcie zasilania	2μA≤ I_{SET} ≤100μA		0,8			0,8		V
	100μA≤ I_{SET} ≤1mA		0,9			0,9		V
	1mA≤ I_{SET} ≤100mA		1,0			1,0		V
Wpływ zmiany napięcia na prąd	2μA≤ I_{SET} ≤1mA							
	1,5≤+V≤5V		0,02	0,05		0,02	0,1	%/V
	5≤+V≤40V		0,01	0,03		0,01	0,05	%/V
	1mA≤ I_{SET} ≤5mA							
	1,5≤+V≤5V		0,03	0,05		0,03	0,1	%/V
	5≤+V≤40V		0,02	0,03		0,02	0.05	%/V
Pojemność			15			15		pF

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

LISTOPAD nr 11/96

SPIS TREŚCI

Wysokostabilne źródła prądowe 2
Omomierz z liniową skalą 4
Uniwersalny tester rezonatorów kwarcowych 7
Czujnik ultradźwiękowy 8
Elektronika inaczej cz. 10 - cewki indukcyjne 13
Samochodowy wzmacniacz Hi-Fi 100 W 18
Zasady prenumeraty 23
Zabezpieczenie zapłonu w samochodzie 24
Laboratoryjny zasilacz z ograniczeniem prądowym serii 2001 sterowany mikroprocesorem 30

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 8,00 zł (80.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika": 3/92; 1/94; 7–12/95, 1–11/96. Cena jednego egzemplarza 2,50 zł (25.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,50 zł (15.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.
Zamówienia na płytki drukowane prosimy przesyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95, PE 8/95, PE 2/96, PE 7/96, PE 10/96.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:
ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE
ul. Jaskółcza 2/5 65–001 Zielona Góra
KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra
997283–102847–2541

Ceny:

- 1 cm^2 ogłoszenia ramkowego – 2,50 zł (25.000 zł) + 22% VAT (najmniejsze ogłoszenie 20 cm^2)
- ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,25 zł (12.500 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik"
ul. Jaskółcza 2/5
65–001 Zielona Góra
tel. niestety czasowo brak telefonu
Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku" mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika" możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Skład: Małgorzata Ostafińska, Druk: Zielonogórskie Zakłady Graficzne „ATEXT" pl. Pocztowy 15, 65–958 Zielona Góra

Omomierz z liniową skalą

Praktycznie wszystkie cyfrowe mierniki uniwersalne wyposażone są w omomierz. Wadą tych przyrządów jest niedostateczna liczba zakresów, zwłaszcza obejmująca małe wartości rezystancji. Proponowany prosty omomierz umożliwia pomiar na zakresach od 10 MΩ do 10 Ω. Na najniższym zakresie rozdzielczość wynosi 1 mΩ.

Pomiar rezystancji można przeprowadzić w oparciu o fundamentalne prawo Oma mierząc prąd płynący przez badany rezystor i otrzymany na nim spadek napięcia. Z praktycznego punktu widzenia jest to jednak mało wygodne gdyż wymaga obliczenia ilorazu dwóch zmierzonych wartości. Znacznie lepszym rozwiązaniem jest pomiar prądu płynącego przez badany rezystor przy stałym napięciu. Zasada ta jest wykorzystywana w analogowych miernikach uniwersalnych. Zasadniczą jej wadą jest nieliniowa skala (o charakterystyce hiperbolicznej) wynikająca z tego, że w prawie Oma prąd występuje w mianowniku. Trzecim sposobem pomiaru rezystancji jest pomiar spadku napięcia na badanym rezystorze przy stałym prądzie. Wymaga to stosowania źródła prądowego dostarczającego prądu o określonej wartości. Ostatnia z metod jest najczęściej stosowana w multimetrach cyfrowych.

Przy pomiarach rezystancji napotyka się na szereg ograniczeń. Oddzielnie należy rozpatrzyć problemy powstające przy pomiarach dużych i małych rezystancji.

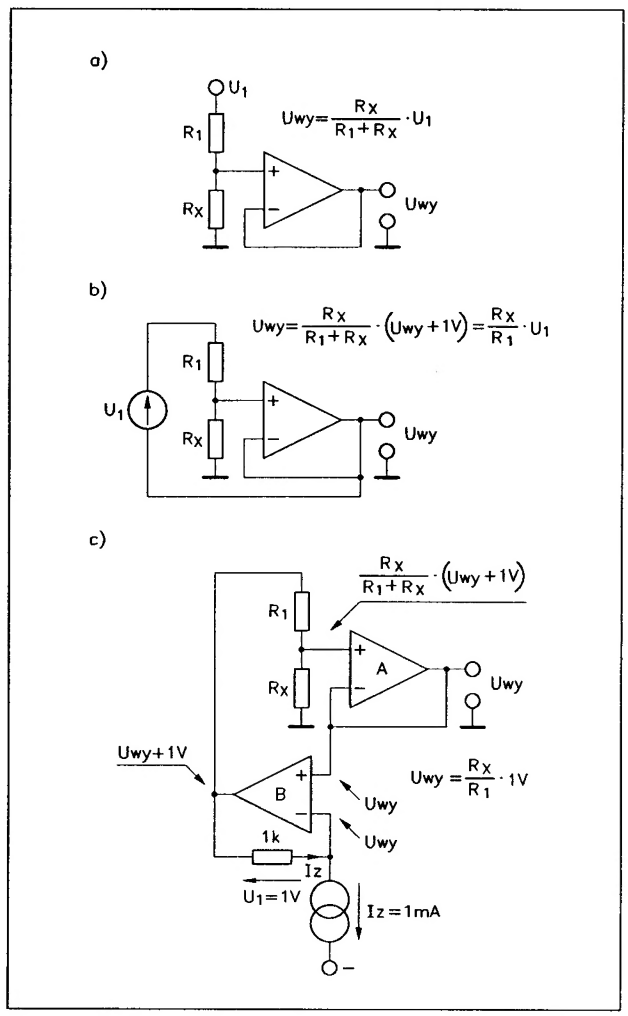
Przy pomiarach dużych rezystancji metodą pomiaru spadku napięcia na badanym rezystorze głównym problemem jest impedancja wejściowa woltomierza. Z reguły woltomierz posiada największą impedancję wejściową na najniższym zakresie pomiarowym. Narzuca to wartości prądów pomiarowych, które dla mierzonej rezystancji rzędu 1 MΩ wynoszą około 1 μA. Z drugiej strony wiadomo, że źródła prądowe o wydajności mniejszej niż 1 μA charakteryzują się małą liniowością i stosunkowo dużą niestabilnością. Z kolei od woltomierza wymagana jest bardzo duża impedancja wejściowa co najmniej o dwa rzędy wielkości większa od rezystancji mierzonej. W przypadku rezystora 1 MΩ powinna ona wynosić 100 MΩ. Wszystko to sprawia, że w praktyce możliwy jest pomiar z dokładnością ok. 0,5-1% do wartości 1 MΩ i z dokładnością 1-3,5% do wartości 20 MΩ (oczywiście dotyczy to mierników uniwersalnych, a nie laboratoryjnych). Dodatkową trudnością jest zdobycie precyzyjnych wysokostabilnych rezystorów o wartościach 1 i 10 MΩ.

Odmiennie przedstawia się zagadnienie przy pomiarach małych rezystancji. Konieczne jest wtedy stosowanie dużych prądów pomiarowych i dużej czułości woltomierza. W praktyce niewygodne jest stosowanie prądów pomiarowych przekraczających 10 mA. Wynika to z bateryjnego zasilania multimetrów i wytrzymałości prądowej styków przełącznika zakresów. Przy czułości woltomierza 1 V otrzymuje się wtedy rezystancję 100 Ω na pełną skalę. Jeżeli zastosujemy woltomierz o czułości 100 mV możliwy jest pomiar w zakresie 10 Ω dla pełnej skali. Stosując większy prąd pomiarowy wynoszący 100 mA i czułość 100 mV można uzyskać zakres 1 Ω dla pełnej skali. Należy wtedy zwracać szczególną uwagę na rezystancje doprowadzeń, które mogą mieć wartości porównywalne z rezystancją mierzoną fałszując tym samym pomiar.

Przy precyzyjnych pomiarach małych wartości rezystancji stosuje się podłączenie tzw. czterozaciskowe. Dwa zaciski służą do doprowadzenia prądu ze źródła prądowego do mierzonego rezystora, a dwa kolejne zaciski przeznaczone są do pomiaru spadku napięcia na badanym rezystorze.

Opis układu

Prezentowany omomierz umożliwia pomiar rezystancji z w siedmiu zakresach od 10 Ω do 10 MΩ, przy napięciu wyjściowym 0÷1 V. Przy zastosowaniu woltomierza cyfrowego 3 i 1/2 cyfry na zakresie 2,000 V możliwy jest pomiar od 20 Ω do 20 MΩ. Dokładność pomiaru zależy w dużej mierze od tolerancji zastosowanych rezystorów i może osiągnąć 0,5% dla zakresów od 100 Ω do 1 MΩ, 1% dla zakresu 10 MΩ i 2% dla zakresu 10 Ω.

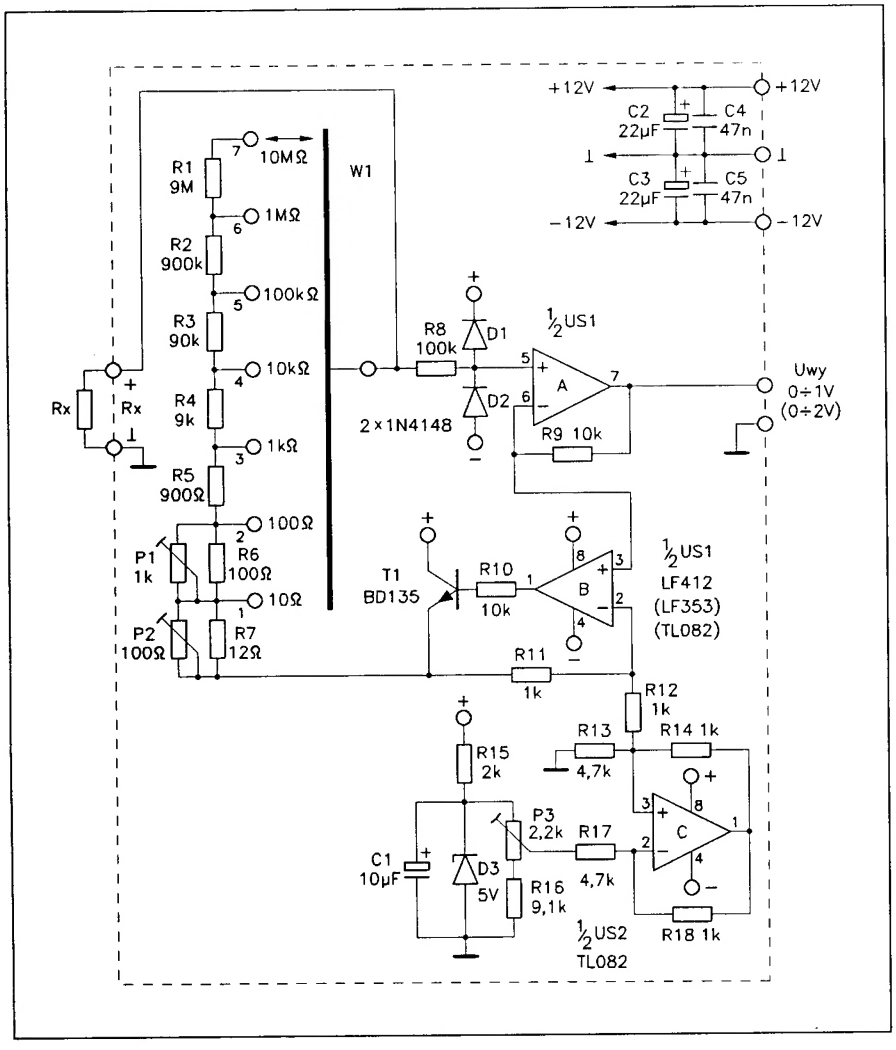


Rys. 1 Schemat układu do pomiaru rezystancji

W omomierzu zastosowano przełączane źródło prądowe. Jednak jego budowa jest bardzo nietypowa i dlatego wymaga dokładnej analizy. Na rysunku 1a przedstawiono schemat dzielnika rezystancyjnego zasilanego stałym napięciem U1. Wartość rezystora R1 jest znana, natomiast mierzona jest wartość rezystancji Rx. Napięcie wyjściowe dzielnika doprowadzone do wzmacniacza operacyjnego o dużej impedancji wejściowej i wzmocnieniu 1 V/V określone jest wzorem $Uwy = U1 \cdot Rx/(R1 + Rx)$. Zależność napięcia wyjściowego od rezystancji mierzonej jest tu nieliniowa, dlatego układ ten nie ma praktycznego zastosowania.

Zobaczmy teraz co wyniknie jeżeli identyczny dzielnik zasilimy napięciem z wyjścia układu powiększonym o 1 V dzięki wprowadzeniu źródła napięciowego U1 (rys. 1b). W układzie zamknięto pętlę sprzężenia zwrotnego doprowadzając napięcie wyjściowe do źródła napięciowego U1 zasilającego dzielnik R1, Rx z którego napięcie doprowadzane jest do wejścia wzmacniacza operacyjnego. Można zauważyć, że napięcie wyjściowe z dzielnika R1, Rx będzie identyczne z napięciem wyjściowym wzmacniacza (gdyż jego wzmocnienie w dalszym ciągu wynosi 1 V/V). Zatem bez względu na wartość rezystancji Rx spadek napięcia na rezystorze R1 będzie stały i wynosi 1 V. Powoduje to przepływ stałego prądu zależnego od wartości rezystancji R1. Mamy zatem utworzone źródło prądowe. Na rysunku 1b przedstawiono wzór na napięcie wyjściowe w funkcji rezystancji Rx. Wynika z niego, że zależność napięcia wyjściowego od rezystancji mierzonej jest liniowa. Dodatkowo zmieniając wartość rezystora R1 możemy w prosty sposób zmieniać zakresy pomiarowe.

W praktyce ciężko jest zrealizować precyzyjne, pływające źródło napięciowe, czyli takie którego żaden z biegunów nie jest połączony z masą. Można to zrealizować w inny sposób, np wymuszając przepływ stałego prądu przez rezystor o określonej wartości (tzw. układ przesuwania poziomów). Rozwiązanie takie przedstawiono na rysunku 1c. Napięcie wyjściowe ze wzmacniacza operacyjnego A doprowadzono do wejścia nieodwracającego drugiego wzmacniacza operacyjnego B. W obwodzie wejścia odwracającego wzmacniacza B umieszczono precyzyjne źródło prądowe o wydajności 1 mA. Pętlę sprzężenia zwrotnego zamknięto rezystorem 1 kΩ. Z uwagi na bardzo dużą rezystancję wejściową wzmacniacza B cały prąd źródła prądowego będzie przepływał przez rezystor 1 kΩ wywołując na nim spadek napięcia 1 V.



Rys. 2 Schemat ideowy wielozakresowego omomierza

Z kolei wzmacniacz B będzie utrzymywał na swoim wyjściu napięcie o takiej wartości aby na obu jego wejściach występowało jednakowe napięcie, czyli takie jak na wyjściu całego układu. Dzięki temu wartość napięcia na wyjściu wzmacniacza B będzie powiększona o 1 V w stosunku do napięcia wyjściowego.

Dobierając wartość prądu źródła prądowego można skompensować niedokładność rezystora 1 kΩ i napięcia niezrównoważenia wzmacniacza B. Natomiast nie można wyeliminować napięcia niezrównoważenia wzmacniacza A. Z tego też względu konieczne jest zastosowanie wzmacniacza operacyjnego charakteryzującego się bardzo wysoką impedancją wejściową i jak najmniejszym napięciem niezrównoważenia.

Schemat ideowy układu zamieszczono na rysunku 2. Rezystor mierzony podłącza się do zacisków wejściowych Rx. Spadek napięcia wywołany przepływem prądu pomiarowego przez rezystor doprowadzony jest do wejścia wzmacniacza operacyjnego US1A, zabezpieczonego diodami D1 i D2 przed ładunkami elektrostatycznymi mogącymi uszkodzić wzmacniacz.

Z wyjścia wzmacniacza US1A napięcie zostaje doprowadzone do wejścia nieodwracającego wzmacniacza US1B. Natomiast do drugiego wejścia podłączono źródło prądowe w układzie Howlanda US2C. Jest to w istocie konwerter napięcie-prąd, czyli inaczej mówiąc źródło prądowe sterowane napięciem. Wartość prądu płynącego przez rezystor R12 wyniesie I = Uwe/R13 przy założeniu R14/R13 = R17/R16. Dużą rezystancję źródła otrzymuje się w przypadku zastosowania precyzyjnych rezystorów tak aby zachować proporcje R14/R13 = R17/R16. Regulację wartości prądu można przeprowadzać potencjometrem P3. Napięcie odniesienia dostarczane jest przez precyzyjną, skompensowaną temperaturowo diodę D3.

W pętli sprzężenia zwrotnego US1B umieszczony został rezystor R11 zapewniający przy prądzie źródła 1 mA spadek napięcia 1 V pomiędzy wejściem i wyjściem wzmacniacza. Tranzystor T1 umieszczony na wyjściu i także objęty pętlą sprzężenia zwrotnego zapewnia dostarczenie prądu 100 mA dla najniższego zakresu pomiarowego, gdyż sam wzmacniacz jest w stanie dostarczyć prąd na poziomie 10÷15 mA.

Do emitera T1 podłączona jest drabinka rezystorów R1÷R6 umożliwiająca zmianę zakresów pomiarowych od 10 Ω do 10 MΩ. Rezystory R1÷R5 wymagają tolerancji wykonania 0,1%. Ze względu na ich typowe wartości stosowane w dzielnikach woltomierzy są one możliwe do nabycia. Rezystory R6 i R7 wymagają dobrania, lub skorygowania ich rezystancji przez dołączone równolegle potencjometry P1 i P2.

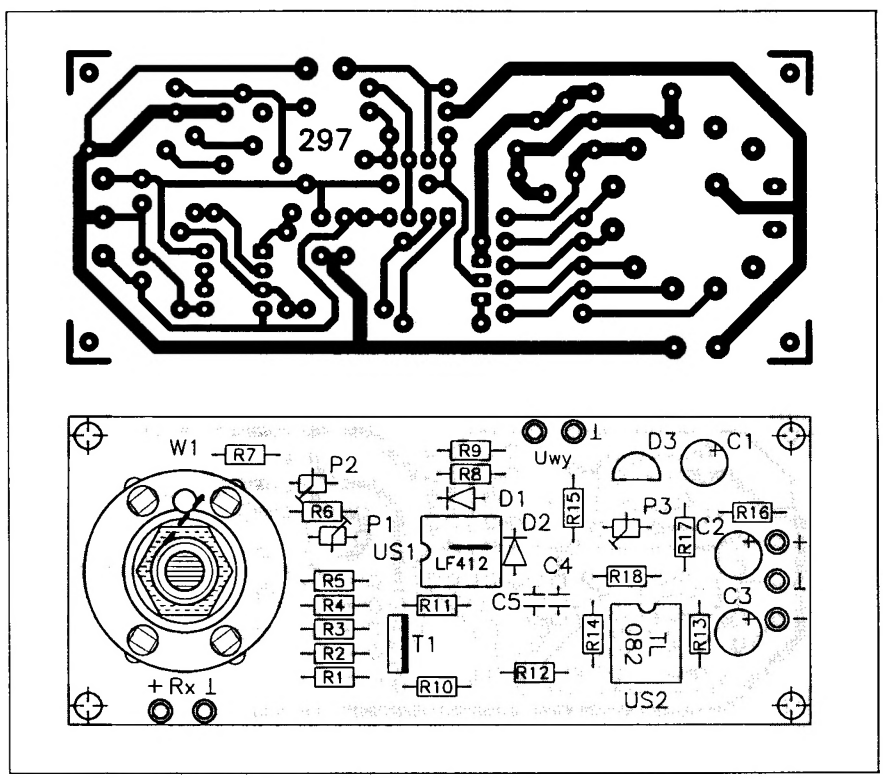
Układ zasilany jest stabilizowanym napięciem symetrycznym ±12 V. Prąd pobierany ze źródła napięcia ujemnego nie przekracza wartości 10 mA, natomiast ze źródła napięcia dodatniego zawiera się w granicach od 10 do 115 mA w zależności od ustawionego zakresu.

Montaż i uruchomienie

Jak już wcześniej wspomniano wzmacniacz powinien posiadać dużą impedancję wejściową i małe napięcie niezrównoważenia. Zdecydowano się na zastosowanie precyzyjnego wzmacniacza z wejściem JFET LF 412. Impedancja wejściowa tego wzmacniacza wynosi 10^{12} Ω co jest typowe dla wzmacniaczy z wejściami JFET. Natomiast napięcie niezrównoważenia wynosi 1 mV, a dla wersji LF 412A 0,5 mV (wartości typowe). Temperaturowy dryft napięcia niezrównoważenia nie przekracza 10 μV/°C. W przypadku trudności z nabyciem tego typu wzmacniacza można zastosować układy LF 353, lub TL 082 charakteryzujące się prawie identycznymi parametrami za wyjątkiem napięcia niezrównoważenia które wynosi odpowiednio 5 i 10 mV. Układy można stosować zamiennie gdyż posiadają identyczny rozkład wyprowadzeń.

W miejsce diody LM LM 336Z-5,0 V można zastosować zwykłą diodę Zenera np. BZP 683 C5V1. Należy się jednak liczyć z pogorszeniem dokładności pomiaru w funkcji zmian temperatury otoczenia.

Zastosowane w układzie rezystory R1÷R5 powinny posiadać tolerancję wykonania 0,1%. Można zastosować rezystory o gorszej tolerancji licząc się z mniejszą niż na wstępie podano dokładnością pomiaru. Możliwe jest także zastosowanie rezystorów o nieco innych wartościach spotykanych także w dzielnikach napięciowych multimetrów.



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Wartości te podano w wykazie elementów w nawiasach. Rezystory R6 i R7, oraz potencjometry P1 i P2 nie ulegają wtedy zmianie. Możliwe jest także zastosowanie odpowiedniego dzielnika hybrydowego o wartościach rezystancji takich jak podano na schemacie. Nie wykorzystuje się wtedy ostatniego rezystora o wartości 1 kΩ zastępując go rezystorem 900 Ω 0,1%.

W układzie zastosowano przełącznik obrotowy WŁ1 typu MPS (opisany w poprzednim numerze PE). Jeżeli wymagana jest duża dokładność pomiaru na najniższym zakresie polecam wykonanie przyrządu jako jednozakresowego. Eliminuje się wtedy przełącznik WŁ1 rezystory R1÷R6 i potencjometr P1. W miejsce przełącznika na najniższym zakresie wlutowuje się zworę oznaczoną na płytce linią przerywaną.

Po zamontowaniu wszystkich elementów włącza się najniższy zakres 10 Ω (przełącznik WŁ1 skręcony w lewo do oporu). Do zacisków wejściowych dołącza się dowolny rezystor pomocniczy o wartości 1÷10 Ω. Następnie pomiędzy wyjście omomierza (nóżka 7 US1), a emiter T1 podłącza się woltomierz i regulując potencjometrem P3 ustawia się napięcie 1,000 V. Rezystor pomocniczy odlutowuje się, a do wejścia Rx podłącza miliamperomierz o zakresie 100 mA. Regulując potencjometrem P2 ustawia się prąd płynący przez amperomierz na 100,0 mA.

Następnie zmienia się zakres na 100 Ω i potencjometrem P1 ustawia się prąd na 10,00 mA. Dla pozostałych zakresów nie przeprowadza się żadnych regulacji. Warunkiem dokładności wskazań jest zastosowanie precyzyjnych rezystorów.

Na najniższym zakresie prąd płynący przez badany rezystor wynosi 100 mA. Z tego też względu wydziela się na nim moc rzędu 100 mW. Chcąc uniknąć wpływu temperatury na wartość mierzonego rezystora pomiar należy wykonać możliwie krótko.

Dysponując miernikiem 3 i 1/2 cyfry możliwy jest pomiar rezystorów w szerszych zakresach od 20 Ω do 20 MΩ. Nie wymaga to żadnych dodatkowych regulacji. W trakcie pomiaru woltomierz dołączony do wyjścia powinien być ustawiony na zakres 1 V (2 V).

Wykaz elementów

US1	– LF 412 (LF 353, TL 082)
US2	– TL 082
T1	– BD 135
D1, D2	– 1N4148
D3	– LM 336Z-5,0 V (BZP 683 C5V1)
R7	– 12 Ω/0,25 W
R6	– 100 Ω/0,125 W
R5	– 900 Ω/0,1% (909 Ω/0,1%)
R11, R12, R14, R18	– 1 kΩ/0,125 W
R15	– 2 kΩ/0,125 W
R13, R17	– 4,7 kΩ/0,125 W
R4	– 9 kΩ/0,1% (9,09 kΩ/0,1%)
R16	– 9,1 kΩ/0,125 W
R9, R10	– 10 kΩ/0,125 W
R3	– 90 kΩ/0,1% (90,9 kΩ/0,1%)
R8	– 100 kΩ/0,125 W
R2	– 900 kΩ/0,1% (909 kΩ/0,1%)
R1	– 9 MΩ/0,1% (9,09 MΩ/0,1%)
P2	– 100 Ω TVP 1232
P1	– 1 kΩ TVP 1232
P3	– 2,2 kΩ TVP 1232
C4, C5	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1	– 10 μF/25 V 04/U
C2, C3	– 22 μF/25 V 04/U
WŁ1	– MPS 1112 przełącznik obrotowy

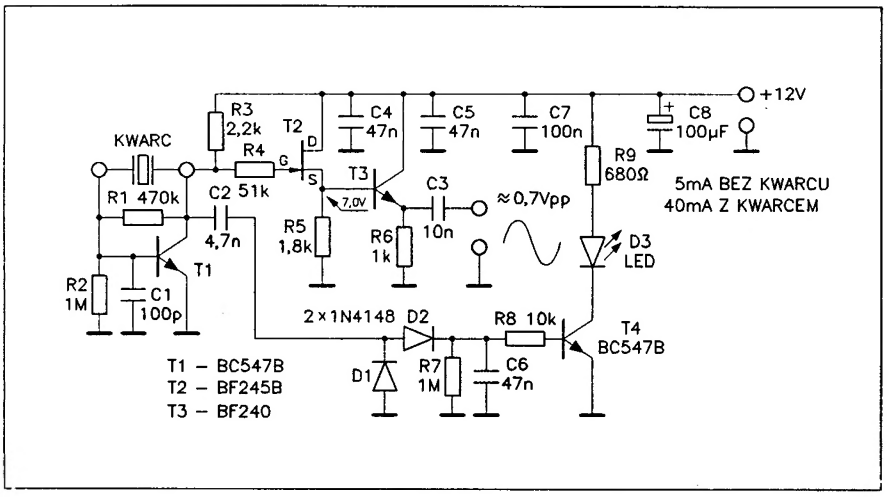
płytka drukowana **numer 297**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 1,89 zł (18.900 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Uniwersalny tester rezonatorów kwarcowych

Rezonatory kwarcowe dzięki niskiej cenie i bardzo dobrym parametrom stały się elementem, który można spotkać coraz częściej w różnych układach elektronicznych. O ile łatwo jest sprawdzić czy rezystor, lub kondensator jest dobry o tyle sprawa z rezonatorem jest już bardziej skomplikowana. Do kontroli rezonatorów kwarcowych pomocne może okazać się proste urządzenie przedstawione w niniejszym artykule.



Rys. 1 Schemat ideowy testera rezonatorów kwarcowych

Opis układu

Rezonator kwarcowy badany jest w układzie generatora Colpittsa, który został zbudowany na tranzystorze T1. Polaryzacja tranzystora odbywa się przez dzielnik rezystorowy R1, R2. Układ ten jest dość nietypowy gdyż zastosowano w nim zwykły tranzystor przeznaczony do pracy w zakresie niskich częstotliwości BC 547B. Jednakże częstotliwość generacji takich tranzystorów jest wysoka (rzędu 150 MHz). Znawcy generatorów zauważą zapewne brak jednego kondensatora niezbędnego do prawidłowej pracy generatora.

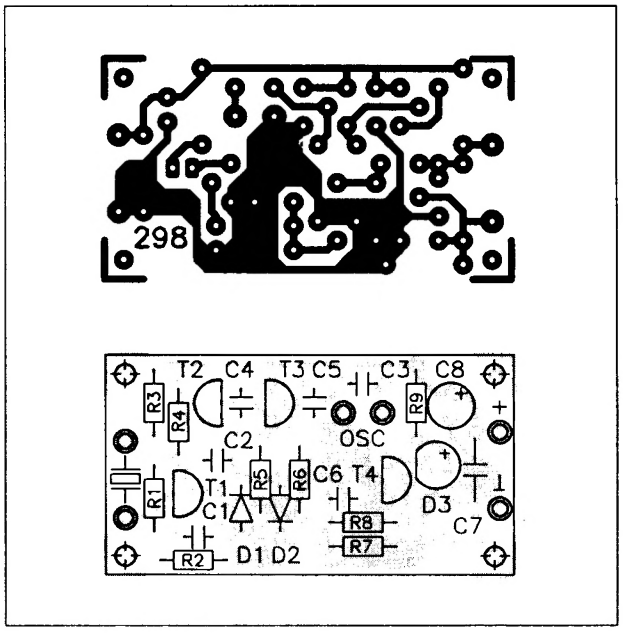
Funkcję tego kondensatora spełnia pojemność złącza kolektor-baza która w tego typu tranzystorach jest stosunkowo duża. Generator takiej konstrukcji wzbudza się z rezonatorami o częstotliwościach rezonansowych od 100 kHz do 35 MHz.

Przebieg zmienny z wyjścia generatora doprowadzony został do prostownika z podwajaniem napięcia zbudowanego na diodach D1 i D2. Pojawienie się wyprostowanego napięcia na kondensatorze C6 powoduje włączenie tranzystora T4 i zapalenie diody sygnalizacyjnej D3. Zapalenie się diody świadczy, że rezonator jest sprawny i "wzbudza" się w generatorze.

Dodatkowo sygnał wytwarzany w generatorze doprowadzono do separatora zbudowanego na tranzystorze polowym T2, a dalej do wtórnika emiterowego T3. Na wyjściu układu otrzymuje się zatem sygnał który można obejrzeć na ekranie oscyloskopu, lub doprowadzić do częstościomierza bez obawy o zakłócenie pracy generatora. Amplituda przebiegu na wyjściu nie jest stała i maleje wraz ze wzrostem częstotliwości badanego rezonatora. Dla 35 MHz wynosi ona ok. 0,7 Vpp.

Montaż i uruchomienie

Na płytce drukowanej w miejscu przeznaczonym do montowania rezonatora należy wlutować pojedyncze podstawki tzw. pin-y, najlepiej złocone. Umożliwi to łatwą wymianę kwarców.



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Po zmontowaniu układu należy sprawdzić, czy napięcie stałe na źródle tranzystora T2 wynosi ok. 6,5÷7,5 V. Jeżeli jest inaczej należy nieco zmienić wartość rezystora R1. Wzrostowi wartości R1 towarzyszy wzrost napięcia na źródle T2.

Jeżeli prawidłowo zmontowany układ przy zastosowaniu sprawnego rezonatora kwarcowego nie będzie chciał działać (generować drgań) odpowiedzialny za to może być tranzystor T1, który posiada zbyt małą pojemność złącza kolektor-baza. W takim przypadku należy przylutować pomiędzy kolektor a bazę kondensator o pojemności ok. 10÷20 pF. Kondensator montuje się po stronie ścieżek drukowanych.

Próbnik powinien być zasilany napięciem stabilizowanym o wartości +12 V. Pobór prądu wynosi 5 mA bez włożonego w podstawkę rezonatora kwarcowego i ok. 40 mA ze sprawnym rezonatorem.

Wykaz elementów

T1	– BC 547B
T2	– BF 245B
T3	– BF 240
D1, D2	– 1N4148
D3	– LED zielony
R9	– 680 Ω/0,25 W
R6	– 1 kΩ/0,125 W
R5	– 1,8 kΩ/0,125 W
R3	– 2,2 kΩ/0,125 W
R8	– 10 kΩ/0,125 W
R4	– 51 kΩ/0,125 W
R1	– 470 kΩ/0,125 W
R2, R7	– 1 MΩ/0,125 W
C1	– 100 pF/50 V ceramiczny
C2	– 4,7 nF/50 V ceramiczny
C3	– 10 nF/50 V ceramiczny
C4, C5, C6	– 47 nF/50 V ceramiczny
C7	– 100 nF/100 V MKSE-018-02
C8	– 100 μF/16 V 04/U

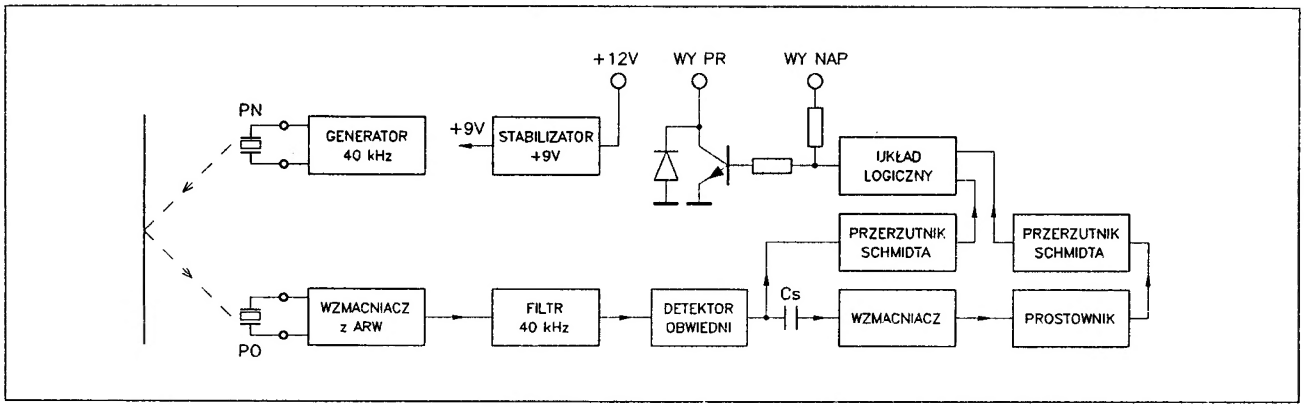
płytka drukowana **numer 298**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 1,00 zł (10.000 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Czujnik ultradźwiękowy

Przedstawiamy rozwiązanie czujnika reagującego na zbliżanie lub ruch, wykorzystującego ultradźwięki. Przewidziany jest do zastosowania jako czujnik urządzenia alarmowego we wnętrzu samochodu lub w pomieszczeniach. Zasilany jest napięciem 12 V i posiada wyjścia: napięciowe i do podłączenia przekaźnika.



Rys. 1 Schemat blokowy czujnika

Schemat blokowy i zasada działania

Zasadniczymi elementami czujnika są dwa ultradźwiękowe przetworniki piezoelektryczne: nadawczy typu 40ST-12 i odbiorczy typu 40SR-12. Przetworniki te przewidziane są do pracy przy częstotliwości 40 kHz. Ich parametry są takie same jak parametry przetworników 12CK40T i 12CK40R przedstawione w PE nr 7/96 (Ultradźwiękowy miernik odległości). Nadmienić należy, że oba czujniki posiadają charakter pojemnościowy, a ich pojemność jest zbliżona do 2000 pF.

Zasadę działania czujnika wyjaśnimy w oparciu o schemat blokowy pokazany na rys. 1.

Przetwornik nadawczy PN jest sterowany z generatora sygnałem o częstotliwości 40 kHz. Wytworzona przez niego fala ultradźwiękowa rozprasza się wewnątrz kontrolowanego pomieszczenia i dociera częściowo jako bezpośrednia, częściowo jako odbita do przetwornika odbiorczego PO.

Uzyskany na wyjściu przetwornika odbiorczego sygnał o częstotliwości 40 kHz jest wzmacniany we wzmacniaczu z automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW). Automatyczna regulacja wzmocnienia ustala wzmocnienie wzmacniacza zapewniające jednakowy poziom sygnału na wejściu filtru środkowoprzepustowego 40 kHz w szerokim zakresie poziomów sygnałów uzyskiwanych z przetwornika odbiorczego. Zmiany poziomów sygnałów wynikają z różnych warunków odbić ultradźwięków w różnych pomieszczeniach. Opisywane poziomy sygnałów stanowią tzw. tło tzn. sygnał wejściowy w warunkach ustalonych. Wprowadzenie do kontrolowanej przestrzeni obiektu ruchomego spowoduje zmianę poziomu sygnału i jego modulację wskutek nakładania się zmiennych fal ultradźwiękowych odbitych od obiektu.

Środkowoprzepustowy filtr 40 kHz wydziela sygnał o tej częstotliwości tłumiąc zdecydowanie zwłaszcza niepożądane składowe przydźwięku sieciowego. Sygnał ten poddawany jest w detektorze obwiedni detekcji, mającej na celu wykrycie jego obecności i ewentualnych zmian powstałych wskutek zaburzeń wywołanych obecnością ruchomego obiektu w przestrzeni kontrolowanej. Składowa stała z wyjścia detektora informująca o obecności sygnału tła jest podawana do przerzutnika Schmitta normalizującego sygnał podawany następnie do układu logicznego.

Składowa zmienna przez kondensator C_S podawana jest do wzmacniacza i po wzmocnieniu prostowana w prostowniku. Napięcie stałe z wyjścia prostownika niesie informację o wystąpieniu zaburzenia (obecności obiektu ruchomego) i jest normalizowane kolejnym przerzutnikiem Schmitta przed podaniem na wejście układu logicznego.

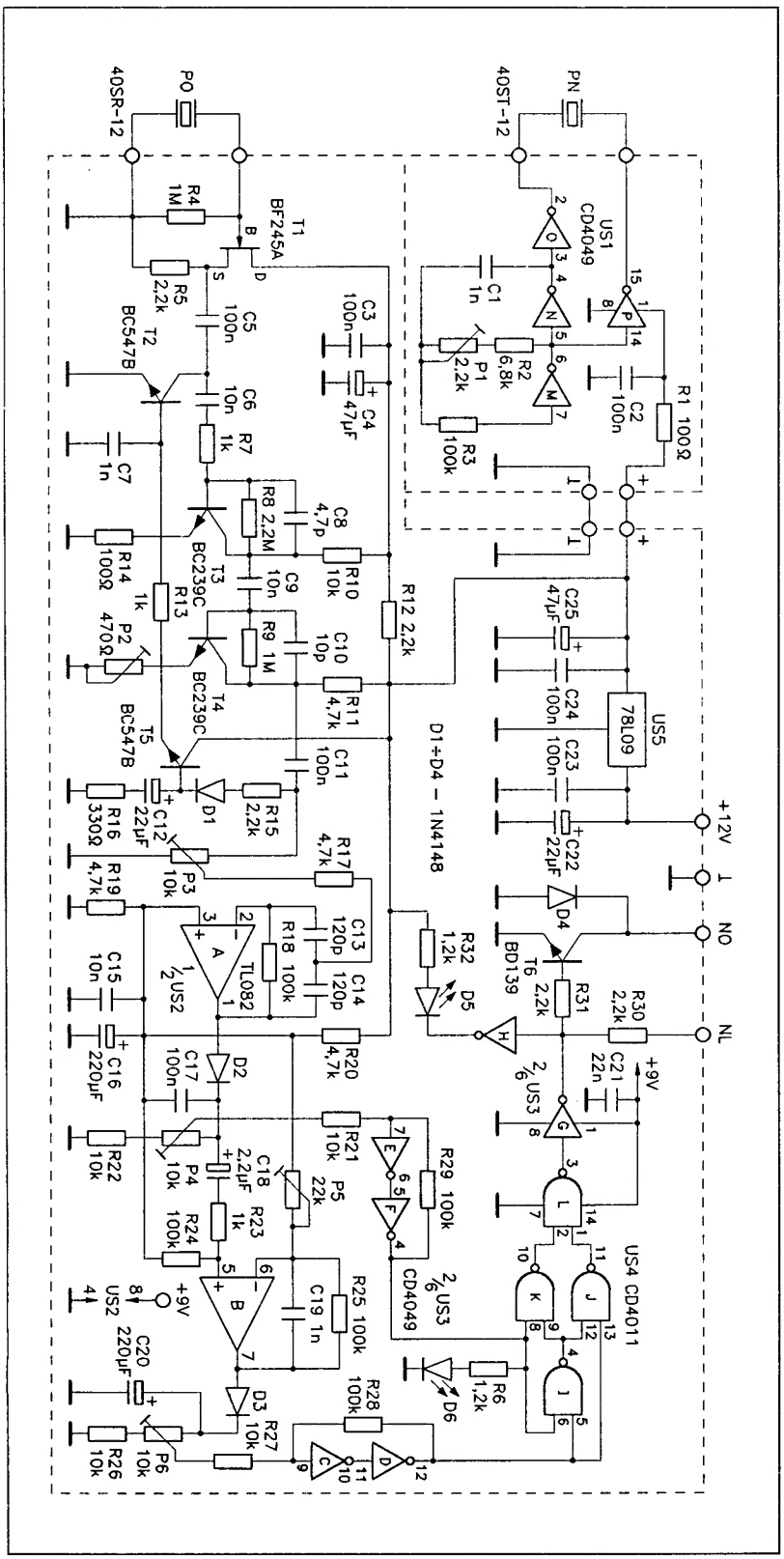
Układ logiczny działa na zasadzie bramki zanegowanej Ex-OR. Jeśli sygnały wejściowe są jednakowe (obydwa L lub H), sygnał wyjściowy układu logicznego będzie sygnałem H. Jeśli sygnały wejściowe będą różne (jeden L, drugi H lub odwrotnie), sygnał wyjściowy będzie L (L – poziom niski, H – poziom wysoki). Sytuacja normalna to sytuacja obecności sygnału tła i braku sygnału zaburzenia. Sytuacja alarmowa to zanik sygnału tła i jednoczesny, oczywisty brak sygnału zaburzenia, świadczące o awarii. Drugi przypadek alarmowy to pojawienie się sygnału zaburzenia przy jednoczesnym sygnale tła, świadczące o obecności ruchomego obiektu w zabezpieczanej strefie.

Sytuacje alarmowe objawią się sygnałem wysokim na wyjściu układu logicznego. Sygnał ten zostanie podany na wyjście napięciowe (WY NAP) i spowoduje włączenie tranzystora zabezpieczonego diodą, umożliwiającego uruchomienie przekaźnika (WY PR).

Dla zredukowania możliwości powstania fałszywych alarmów związanych ze zmianami napięcia zasilającego, całość układu zasilana jest ze stabilizatora napięcia stałego +9 V. Minimalne napięcie doprowadzone do stabilizatora nie powinno być mniejsze od 11 V.

Opis schematu ideowego

Układ sterujący przetwornik nadawczy PN zrealizowano na układzie CMOS inwerterów buforowanych CD 4049 (US1). Inwertery M i N wraz z towarzyszącymi elementami RC tworzą generator sygnału prostokątnego o częstotliwości 40 kHz. Rezystor nastawny P1 służy do dokładnego ustalenia częstotliwości generowanego sygnału. Inwertery O i P pobierają sygnały o tej samej częstotliwości lecz o przeciwnych fazach. Do wyjść tych inwerterów jest podłączony przetwornik nadawczy.



Rys. 2 Schemat ideowy

Dzięki przeciwnym fazom sygnałów, na zaciskach przetwornika uzyskuje się podwojenie amplitudy sygnału sterującego do wartości około 8 V. Rozwiązanie to odpowiada wzmacniaczowi mostkowemu znanemu z techniki audio. W obwodzie zasilania układu sterującego zastosowano filtr RC (R1, C2) zmniejszający przenikanie sygnału o częstotliwości 40 kHz do toru odbiorczego.

Dla zwiększenia zasięgu czujnika można zwiększyć amplitudę sygnału wyjściowego przez bezpośrednie dołączenie układu sterującego do napięcia zasilającego 12 V. Wymagana jest wtedy stabilizacja tego napięcia.

Przetwornik odbiorczy PO dołączony jest do wejścia wtórnika źródłowego na tranzystorze polowym BF 245A (T1). Zastosowanie wtórnika emiterowego umożliwia dopasowanie pojemnościowego charakteru przetwornika do wejścia wzmacniacza. Sygnał z wtórnika podawany jest do kolektora tranzystora T2 spełniającego rolę regulowanego rezystora w układzie automatycznej regulacji wzmocnienia. Tworzy on dzielnik napięciowy z rezystancją wyjściową wtórnika. Zmiany wielkości sygnału powodują zmiany rezystancji zastępczej tranzystora w kierunku utrzymania stałego poziomu sygnału doprowadzanego na wejście wzmacniacza. Z kolektora T2 sygnał podawany jest na bazę tranzystora T3.

Właściwy wzmacniacz wykorzystuje tranzystory T3 i T4. Powinny to być tranzystory o niskim poziomie szumów własnych – zwłaszcza T3. Oba stopnie wzmacniające pracują w układzie ze wspólnym emiterem. Identycznie zrealizowano polaryzację tranzystorów. T3 pracuje z prądem kolektora około 0,3 mA, a T4 z prądem rzędu 1 mA. Zastosowany w emiterze tranzystora T4 rezystor nastawny P2 umożliwia korekcję wzmocnienia wzmacniacza, zmianę czułości. Ponieważ wzmacniacz jest przewidziany do wzmacniania sygnału o częstotliwości 40 kHz zastosowano małe pojemności sprzęgające C6 i C9 (10 nF).

Na wyjściu wzmacniacza znajduje się detektor wartości szczytowej wykorzystujący diodę D1 i kondensator C12. Wyprostowane napięcie przeznaczone jest do regulacji wzmocnienia. Duża stała czasowa rozładowania kondensatora C12 powoduje, że układ ARW nie reaguje na chwilowe zmiany poziomu sygnału wejściowego. Tranzystor T4 pracuje jako wzmacniacz prądowy – sterujący tranzystorem T2. Tranzystor T2 jak już wcześniej zauważyliśmy jest właściwym elementem regulującym wzmocnienie układu. Amplituda napięcia wyjściowego wzmacniacza ustala się przy prawidłowym działaniu układu regulacji na wartość około 2 V.

Rezystorem nastawnym P3 reguluje się napięcie sygnału doprowadzonego do filtru środkowo przepustowego 40 kHz

zrealizowanego na części A wzmacniacza operacyjnego US2 (TL 082).

Wzmocnienie filtru wynosi około 10 dB (3 V/V). Napięcie wyjściowe filtru jest poddawane detekcji szczytowej w detektorze obwiedni na diodzie D2 z kondensatorem C17. Zdetektowane napięcie dodaje się do 1/2 napięcia zasilającego występującego na wyjściu detektora bez sygnału. Rezystorem nastawnym P4 reguluje się próg zadziałania przerzutnika Schmitta na inwerterach E i F US3. Przerzutnik powinien wyłączać się przy braku sygnału (wyjście w stanie L) i załączać przy obecności sygnału (wyjście w stanie H). Dołączona do wyjścia przerzutnika dioda luminescencyjna D6, świeceniem wskazuje obecność tła, a więc poprawną pracę czujnika.

Składowa zmienna obwiedni (pojawiająca się w efekcie zaburzenia sygnału wejściowego) przez kondensator C18 podawana jest do wzmacniacza nieodwracającego na części B US2. Do regulacji wzmocnienia tego wzmacniacza, a w konsekwencji – czułości na zaburzenia przewidziany jest rezystor nastawny P5. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się prostownik wartości szczytowej (D3, C20) wytwarzający napięcie stałe po pojawieniu się składowej zmiennej.

Rezystor nastawny P6 służy do ustalenia progu zadziałania przerzutnika Schmitta na inwerterach C i D US3. Przy braku składowej zmiennej napięcie na wyjściu prostownika jest zbliżone do 1/2 napięcia zasilającego. Przerzutnik powinien być wtedy wyłączony (stan L na wyjściu). Pojawienie się składowej zmiennej powoduje podwyższenie napięcia na wyjściu prostownika i włączenie przerzutnika (stan H).

Sygnały z przerzutników podawane są na wejścia układu logicznego składającego się z bramek NAND CD 4011 (US4) i inwertera G (US3). Jak podano już wcześniej układ ten realizuje zanegowaną funkcję Ex-OR. W przypadku alarmu (brak sygnału tła lub pojawienie się sygnału zaburzenia) na wyjściu inwertera G pojawia się poziom wysoki (normalnie jest tam poziom niski). Przez inwerter H zaświeca się dioda sygnalizacji alarmu D5. Sygnał H (około 9 V) podawany jest na wyjście NL. Włącza się tranzystor T6, którego kolektor podłączony jest do wyjścia NO.

Wyjście NL przewidziane jest do napięciowego sterowania centralki alarmowej poziomem wysokim. Wyjście NO jest przewidziane do włączania obwodu prądowego o maksymalnej obciążalności 0,5 A.

Czujnik zasilany jest z zewnętrznego zasilacza sieciowego lub akumulatora o napięciu 12 V. Wyposażony jest w wewnętrzny stabilizator napięcia 9 V (US5). Pobór prądu nie przekracza 50 mA.

Montaż i uruchomienie

Przetworniki nadawczy i odbiorczy powinny być skierowane w jednym kierunku i odsunięte od siebie na odległość 0,3 – 2 m. Możliwy jest montaż przetworników do płytki przewodami, których długość nie powinna przekraczać 0,5 m. Płytka drukowana czujnika umożliwia odcięcie części płytki z układem sterowania przetwornikiem nadawczym i oddzielenie nadajnika od odbiornika na większą odległość. Przetworniki mogą być wtedy zamontowane bezpośrednio do płytek. Możliwa jest realizacja bramki tzn. ustawienie nadajnika i odbiornika naprzeciwko siebie w odpowiedniej odległości – co najmniej 2 m. Maksymalny zasięg czujnika jest rzędu 5 m. Płytka drukowana czujnika pokazana jest na rys. 3, a rozmieszczenie elementów na rys. 4.

Przy montażu czujnika należy przestrzegać ogólnie znanych zasad. Proponujemy rozpocząć od dopasowania otworów w płytce do wyprowadzeń posiadanych elementów. W pierwszej kolejności zamontować mostki i kołki lutownicze. Następnie elementy RC i na zakończenie diody, tranzystory i układy scalone.

Po sprawdzeniu poprawności montażu i podłączeniu przetworników można podłączyć zasilanie i przystąpić do uruchomienia układu. Do uruchomienia niezbędny jest multimetr, a zalecany oscyloskop. Zasilacz użyty przy uruchamianiu powinien dostarczać napięcie stałe 12 V przy maksymalnym poborze prądu 100 mA.

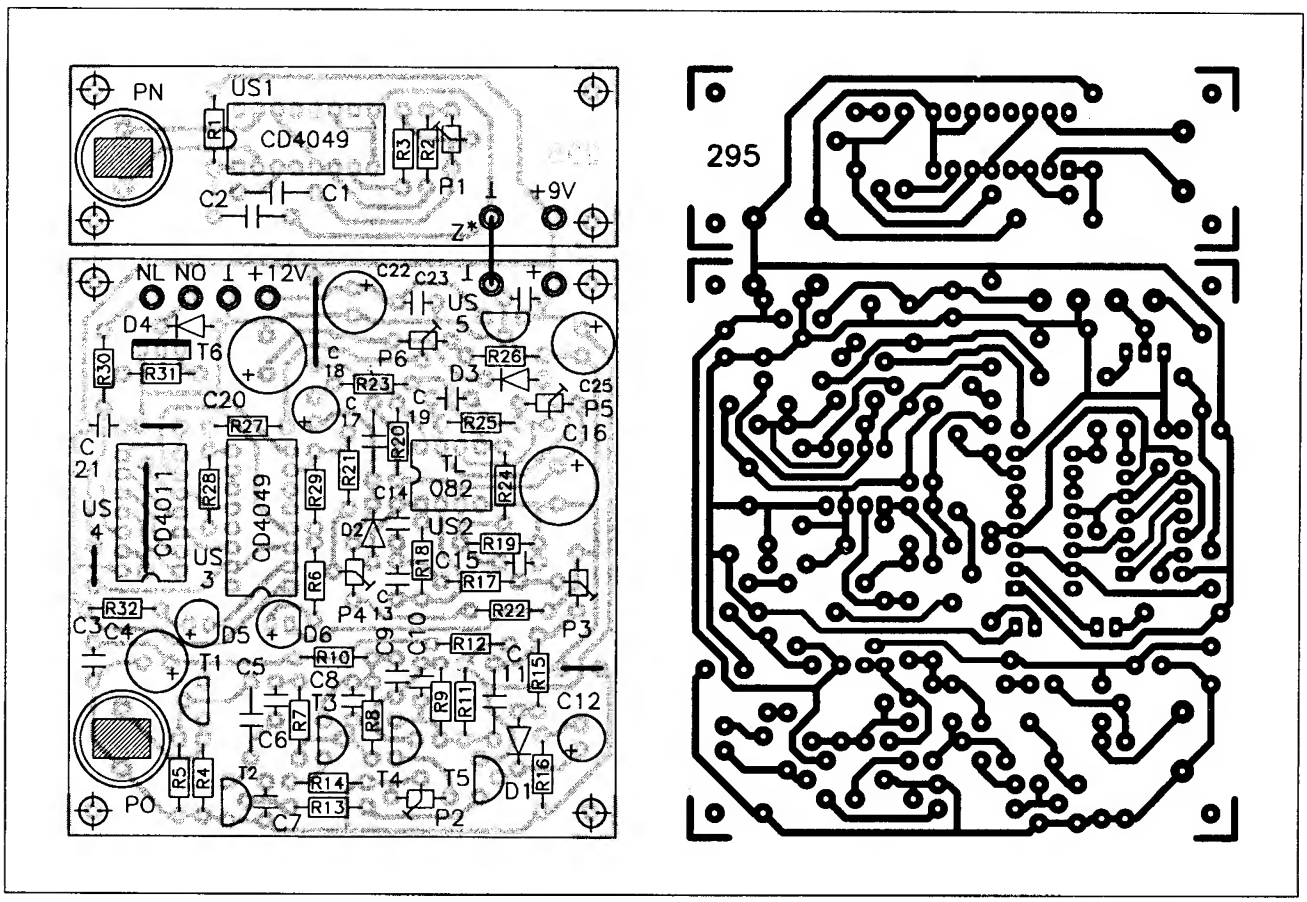
Suwaki wszystkich rezystorów nastawnych ustawić w położenia środkowe. Po włączeniu zasilania sprawdzić multimetrem prawidłowość napięć zasilających i punktów pracy tranzystorów. Napięcie na wyjściu stabilizatora US5 powinno wynosić 9 V. Napięcie zasilające US1 powinno wynosić około 8 V. Napięcie na źródle T1 powinno wynosić około 2 V, na kolektorze T3 – 3 V, na kolektorze T4 – 4 V. Napięcia na wyjściach 1 i 7 US2 powinny wynosić około 4,5 V.

Napięcie stałe na wyjściu detektora obwiedni (D2, C17) powinno być większe od napięcia na wyjściu 1 US2. Zbliżanie przetworników powinno powodować wzrost tego napięcia. Świadczy to o pracy układu sterującego przetwornika nadawczego i toru odbiorczego. Regulując rezystorem nastawnym P1 dostroić częstotliwość nadajnika do odbiornika (maksimum napięcia na wyjściu detektora obwiedni). W trakcie regulacji zmniejszać sygnał rezystorem nastawnym P3.

Odsunąć przetworniki na przewidywaną odległość i skierować zgodnie z zamierzeniami. Multimetr podłączyć do bazy tranzystora T5. Napięcie powinno ustalić się po pewnym czasie na poziomie 1,2 V. Ewentualnie skorygować ustawienie rezystora nastawnego P2.

Podłączyć multimetr ponownie do wyjścia detektora obwiedni i regulując rezystorem nastawnym P3 ustawić napięcie 6 – 6,5 V. Rezystor nastawny P4 ustawić w takim położeniu, aby zaświeciła się dioda D6. Przytkać palcem przetwornik odbiorczy. Napięcie powinno się zmniejszyć do około 4 V i powinna zgasnąć dioda D6. Ewentualnie skorygować ustawienie P4. Po odjęciu palca napięcie wzrośnie do poprzedniego poziomu i dioda powinna zaświecić się.

Multimetr podłączyć do wyjścia prostownika (D3, C20). Odsunąć się od przetworników i pozostać w bezruchu. Napięcie powinno ustalić się na poziomie 4 – 5 V i powinna zgasnąć dioda D5. Ewentualnie skorygować ustawienie P6. Wprowadzenie zaburzenia (wejście w obszar działania przetworników) powinno spowodować wzrost napięcia do około 7 V.



Rys. 3 Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Powinna zaświecić się dioda D5. Czułość na zaburzenie można zwiększyć zwiększając wzmocnienie wzmacniacza B rezystorem nastawnym P5. Sprawdzić zasięg działania przez oddalanie się od przetworników. Ewentualnie zwiększyć wzmocnienie rezystorem nastawnym P5. Zbyt duże wzmocnienie może powodować powstawanie fałszywych alarmów pochodzących od przypadkowych zakłóceń.

Instalacja urządzenia w miejscu przeznaczenia nie powinna wymagać dodatkowych regulacji. W przypadku braku świecenia diody D6 można zwiększyć sygnał rezystorem nastawnym P3, zważając na nie przesterowanie filtru. Przesterowanie filtru może objawić się brakiem reakcji na zaburzenia. Należy pamiętać o nie zasłanianiu powierzchni czołowych przetworników przy montażu ich w obudowach.

Wykaz elementów:

US1, US3	– CD 4049
US2	– TL 082
US4	– CD 4011
US5	– LM 78L09
T1	– BF 245A
T2, T5	– BC 547B
T3,T4	– BC 239C
T6	– BD 139
D1÷D4	– 1N4148
D5	– LED czerwony
D6	– LED zielony
R1, R14	– 100 Ω/0,125 W
R16	– 330 Ω/0,125 W
R7, R13, R23	– 1 kΩ/0,125 W
R6, R32	– 1,2 kΩ/0,125 W
R5, R12, R15, R30, R31	– 2,2 kΩ/0,125 W
R11, R17, R19, R20,	– 4,7 kΩ/0,125 W
R2	– 6,8 kΩ/0,125 W
R10, R21, R22, R26, R27	– 10 kΩ/0,125 W
R3, R18, R24, R25, R28, R29	– 100 kΩ/0,125 W
R4, R9	– 1 MΩ/0,125 W
R8	– 2,2 MΩ/0,5 W
P2	– 470 Ω TVP 1232
P1	– 2,2 kΩ TVP 1232
P3, P4, P6	– 10 kΩ TVP 1232
P5	– 22 kΩ TVP 1232
C8	– 4,7 pF/50 V KCP
C10	– 10 pF/50 V KCP
C13, C14	– 120 pF/50 V KCP
C1	– 1 nF/100 V KSF-020
C7, C19	– 1 nF/50 V KCPf
C6, C9, C15	– 10 nF/250 V MKSE-20
C21	– 22 nF/50 V KFPf
C2, C3, C5, C11, C17, C23, C24	– 100 nF/63 V MKSE-20
C18	– 2,2 μ F/63 V 04/U

C12, C22	– 22 μ F/16 V 04/U
C4, C25	– 47 μ F/16 V 04/U
C16, C20	– 220 μ F/10 V 04/U
PN	– 40ST-12 (12CK40T)
PO	– 40SR-12 (12CK40R)

płytka drukowana **numer 295**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 3,38 zł (33.800 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki. Ceny przetworników: 40ST-12 (12CK40T) – 5,00 zł; 40SR-12 (12CK40R) – 5,00 zł.

◇ R. K.

Elektronika inaczej cz. 10 – cewki indukcyjne

Indukcyjność

Jest podstawowym parametrem cewki indukcyjnej. Określana jest jako stosunek strumienia magnetycznego wytworzonego przez cewkę i skojarzonego z nią, do płynącego przez nią prądu.

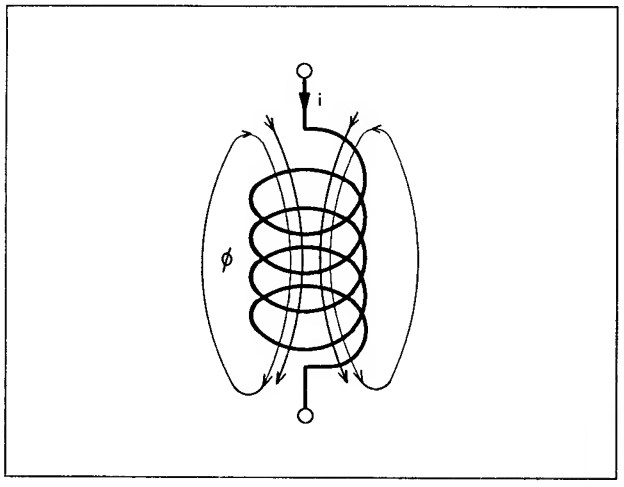
$$L = \Phi / i$$

gdzie: L – indukcyjność [H],
Φ – strumień magnetyczny [Vs],
i – prąd [A].

Strumień skojarzony oznacza strumień wytworzony przez cewkę i obejmujący ją. Część strumienia wytworzonego przez cewkę nie obejmuje jej – jest to tzw. strumień rozproszony. Cewka indukcyjna wykonana jest w formie nawiniętych na tzw. karkasie uzwojeń z materiału przewodzącego (najczęściej drutu miedzianego). Znaczny wpływ na wielkość strumienia skojarzonego mają budowa i kształt cewki indukcyjnej, które tym samym wpływają na jej indukcyjność. Jednostką indukcyjności jest *Henr* [H]. Praktycznie często używane są jednostki pochodne:

$1\ mH = 10^{-3}\ H$,
$1\ \mu H = 10^{-6}\ H$,
$1\ nH = 10^{-9}\ H$.

Ilustrację indukcyjności prezentuje rys. 1.



Rys. 1 Indukcyjność

Cewka indukcyjna wewnątrz i zewnątrz może posiadać tzw. rdzeń z materiału magnetycznego, najczęściej ferromagnetycznego, posiadającego właściwość zwiększania strumienia magnetycznego jak i jego skupiania. Zastosowanie rdzenia zwiększa indukcyjność cewki bez zwiększania ilości zwojów. Istotnym parametrem rdzenia magnetycznego jest tzw. *przenikalność magnetyczna* (μ), która jest współczynnikiem wpływającym bezpośrednio na wzrost indukcyjności.

Prąd stały płynący przez idealną cewkę indukcyjną nie powoduje na niej spadku napięcia. Dla prądu stałego cewka stanowi zwarcie. Praktycznie prąd ten będzie ograniczany rezystancją przewodnika z jakiego wykonana jest cewka indukcyjna.

Zmiana prądu płynącego przez cewkę powoduje zmianę strumienia magnetycznego i w efekcie powstawanie na jej zaciskach siły elektromotorycznej.

$$E = -d\Phi/dt = -L(di/dt)$$

Wielkość siły elektromotorycznej będzie proporcjonalna do indukcyjności L i szybkości zmian prądu (di/dt). Przepływający przez cewkę prąd, zmieniający się sinusoidalnie wytworzy na niej zmieniające się sinusoidalnie napięcie, które w idealnym przypadku będzie wyprzedzało prąd o 90°. Dla prądu zmiennego można zapisać odpowiednik prawa Ohma dla indukcyjności:

$U = IX_L$
$X_L = 2\Pi fL$

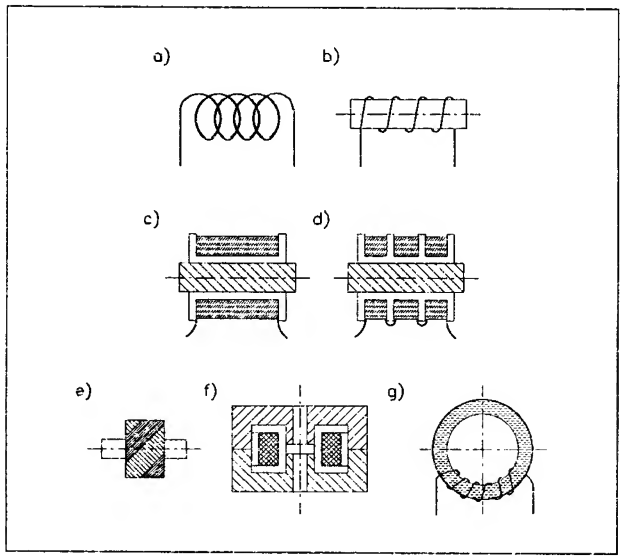
gdzie: X_L – reaktancja indukcyjna [Ω],
f – częstotliwość [Hz],
L – indukcyjność [H].

Wyrażenie to dla uproszczenia nie zawiera podanych wcześniej zależności fazowych, o których jednak nie należy zapominać.

Stosowanie cewek indukcyjnych w dobie układów scalonych o wielkiej skali integracji jest coraz bardziej ograniczane. Jednak znajduje się jeszcze wiele zastosowań gdzie prościej i z lepszym skutkiem stosuje się tradycyjne, duże i zawodne elementy jakimi są indukcyjności. Do przykładów zastosowań należą: obwody rezonansowe w.cz., filtry, dławiki i transformatory. O transformatorach napiszemy osobno w kolejnym artykule z tego cyklu.

Budowa cewek indukcyjnych stałych

Najprostszą budowę posiadają cewki jednowarstwowe powietrzne, które mogą być nawinięte na karkasie z materiału izolacyjnego (tworzywo sztuczne, papier) lub mogą być wykonane w formie samonośnej przez nawinięcie z odpowiednio grubego drutu. Widok takiej cewki pokazany jest na rys. 2a.



Rys. 2 Budowa indukcyjności stałych

Nowoczesne cewki tego rodzaju są nawijane bez karkasu a ich uzwojenia są sklejane tworząc konstrukcję samonośną.

Po założeniu cewki powietrznej jednowarstwowej na rdzeń magnetyczny np. anteny ferrytowej uzyskujemy cewkę jednowarstwową z rdzeniem, o odpowiednio większej indukcyjności. Cewkę taką pokazano na rys. 2b. Dalsze zwiększenie indukcyjności można uzyskać przez nawinięcie uzwojenia w sposób wielowarstwowy co pokazano na rys. 2c. Na rysunku tym widzimy schematyczny wizerunek cewki wielowarstwowej z rdzeniem.

Wadą tego rodzaju cewek przy ich dużej indukcyjności, jest duża pojemność własna widziana niekorzystnie w wielu zastosowaniach. Sposobami na zmniejszenie pojemności własnej cewek są specjalne metody ich nawijania. Pierwszym sposobem zamiast jednej cewki wielowarstwowej jest nawinięcie kilku cewek mniejszych połączonych szeregowo. Indukcyjności cewek połączonych szeregowo dodają się, natomiast ich pojemności własne dodają się zgodnie z wzorami na szeregowe połączenie pojemności dając efekt zmniejszenia pojemności wypadkowej. Jest to tzw. cewka sekcyjna pokazana na rys. 2d.

Drugim sposobem zmniejszenia indukcyjności cewki wielowarstwowej jest tzw. nawijanie krzyżowe polegające na umieszczaniu kolejnych zwojów pod kątem prostym względem siebie. Pojemność między kolejnymi zwojami będzie teraz znacznie mniejsza, w stosunku do dotychczasowego równoległego ułożenia zwojów. Cewkę nawiniętą krzyżowo widzimy na rys. 2d.

Duża ilość nowoczesnych cewek jest wykonywana jako wielowarstwowe i umieszczane wewnątrz specjalnego rdzenia ferrytowego składającego się z dwóch jednakowych części – tzw. rdzenia kubkowego. Rdzeń ten znajduje się wewnątrz i na zewnątrz cewki. Dzięki temu prawie 100% pola magnetycznego zamyka się w rdzeniu, dając zwiększenie indukcyjności i znaczne zmniejszenie rozproszonych pól magnetycznych. Cewka z rdzeniem kubkowym jest pokazana na rys. 2f.

Korzystne właściwości posiadają cewki nawijane na zamkniętym rdzeniu w kształcie koła tzw. rdzeniu toroidalnym – patrz rys. 2g. Kłopotliwe jest wprawdzie nawijanie cewki toroidalnej, ale warto pomęczyć się dla efektów, jakimi są duża indukcyjność i małe pole magnetyczne rozproszone.

Parametry cewek stałych

Zasadniczym jest *indukcyjność znamionowa* L mierzona w *Henrach* [H]. Najczęściej nie jest ona podawana jako wartość z szeregu, jak dla rezystorów czy kondensatorów. Chociaż są wykonywane zwłaszcza dławiki m.cz. i w.cz., jako stałe indukcyjności o wartościach znamionowych w/g szeregów E6, E12 lub nawet E24. Dostępne są wartości indukcyjności w przedziale 0,1 μH – 100 mH. Indukcyjności o takich wartościach są wykonywane także w postaci odpowiedniej do montażu powierzchniowego.

Zazwyczaj indukcyjności wykonywane są o wartościach określonych indywidualnie przez zamawiającego. Także zróżnicowane są formy zewnętrzne indukcyjności i dodatkowe wymagania. W sytuacji kiedy producent seryjnych indukcyjności nie jest w stanie sprostać wygórowanym rządaniom trzeba podejmować się ich produkcji we własnym zakresie.

Straty energii w cewce reprezentuje tzw. *dobroć cewki* Q. Źródłami strat w cewce mogą być: rezystancja przewodu z jakiego jest wykonane uzwojenie cewki, straty w rdzeniu magnetycznym i straty dielektryczne w karkasie. Straty te zmieniają się i zazwyczaj rosną ze wzrostem częstotliwości. Jeśli sumaryczne straty w cewce przedstawi się w postaci rezystancji r_S połączonej szeregowo z indukcyjnością cewki L, to dobroć cewki określa niżej podany wzór:

$$Q = 2\Pi fL/r_S$$

Straty energii występujące w cewce indukcyjnej powodują, że kąt fazowy między napięciem i prądem na indukcyjności będzie odbiegał od 90°. Tangens różnicy kątów idealnego i rzeczywistego nazywany jest *tangensem kąta strat* – tg δ. Jest on odwrotnością dobroci cewki.

$$\mathrm{tg}\delta = 1/Q$$

Dobroć jest istotnym parametrem zwłaszcza dla cewek stosowanych w obwodach rezonansowych. Od dobroci cewki zależy wypadkowa dobroć obwodu i związane z nią jego właściwości selektywne. Dużą dobroć

można uzyskać przez nawijanie cewki odpowiednim drutem (lica w.cz., drut srebrzony) oraz stosowanie rdzeni magnetycznych o małych stratach.

Zmiany indukcyjności w funkcji temperatury przedstawia się za pomocą *temperaturowego współczynnika indukcyjności* TWL.

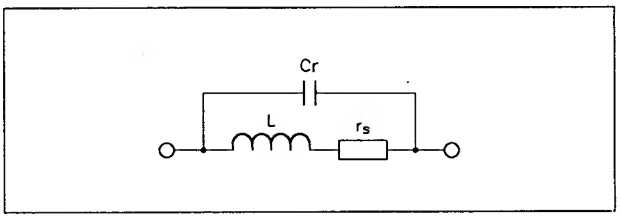
$$TWL = \Delta L/(L\Delta T)$$

gdzie: Δ L – przyrost indukcyjności,
L – indukcyjność początkowa,
Δ T – przyrost temperatury.

Temperaturowy współczynnik indukcyjności podaje się w [ppm/°] (ppm = 10^{-6}). Wartości TWL są zwykle dodátnie. Dla cewek powietrznych wynoszą od kilku do 300 ppm/°. Dla cewek z rdzeniem magnetycznym od – 100 do 200 ppm/°. Dla uzyskania stabilnej cewki powietrznej należy zapewnić małe zmiany jej wymiarów geometrycznych w funkcji temperatury. W przypadku cewki z rdzeniem magnetycznym decydujący wpływ ma zależność przenikalności rdzenia od temperatury.

Parametrem cewki niezbyt mile widzianym jest *pojemność rozproszona* C_r. Składają się na nią pojemności między zwojami i pojemność wyprowadzeń. Sposoby jej zmniejszania przedstawiono przy okazji opisu budowy cewek.

Po uwzględnieniu pojemności rozproszonej i rezystancji strat można narysować schemat zastępczy cewki indukcyjnej – rys. 3.



Rys. 3 Schemat zastępczy cewki indukcyjnej

Budowa cewek indukcyjnych zmiennych

W wielu zastosowaniach niezbędne jest przestrajanie obwodów rezonansowych, lub co najmniej dostrojenie obwodu w ograniczonym zakresie dla skompensowania rozrzutu parametrów. Do tego celu można zastosować opisane wcześniej kondensatory zmienne, ale często stosuje się indukcyjności zmienne.

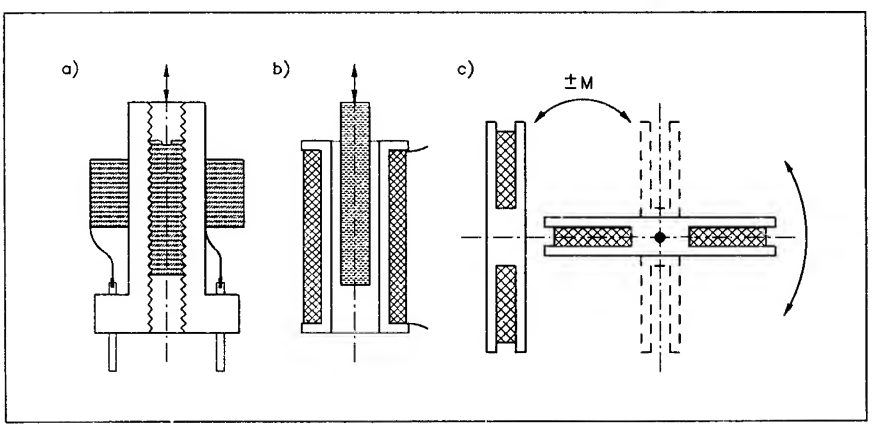
Najprostszym sposobem niewielkiej zmiany indukcyjności samonośnej cewki powietrznej jest ściskanie lub rozciąganie jej zwojów. Rozwiązanie takie jest często spotykane w głowicach UKF prostych odbiorników radiowych.

Bardziej technicznie zaawansowanym sposobem jest zastosowanie cewki z rdzeniem magnetycznym gwintowanym. Pokręcanie rdzenia znajdującego się w gwintowanym karkasie umożliwia jego przesuwanie w stosunku do uzwojenia i zmianę indukcyjności cewki. Rozwiązanie to umożliwia jedynie dostrajanie cewki, a pokazano je na rys. 4a. Stosowane jest powszechnie w obwodach wejściowych i heterodyny strojonych kondensatorem zmiennym oraz w filtrach p.cz. odbiorników radiowych. Możliwe jest zastosowanie do przestrajania cewki zwłaszcza przy w.cz., rdzenia z materiału przewodzącego niemagnetycznego (aluminium, mosiądz). O ile rdzeń magnetyczny zwiększa indukcyjność cewki, tak rdzeń niemagnetyczny powoduje jej zmniejszenie.

Cewki przestrajane w większym zakresie nazywane są wariometrami. Najczęściej stosowanym rozwiązaniem jest cewka z przesuwanym rdzeniem magnetycznym lub niemagnetycznym pokazana na rys. 4b. Zaletą wariometru w stosunku do kondensatora zmiennego jest odporność na wstrząsy i wibracje. Cecha ta przesądziła o powszechności strojenia wariometrami w odbiornikach samochodowych. Aktualnie rozwiązanie to jest wypierane przez stosowanie diod pojemnościowych.

Możliwe jest uzyskanie indukcyjności zmiennej bez stosowania rdzenia magnetycznego. Do tego celu niezbędne jest zastosowanie dwóch cewek powietrznych w układzie pokazanym na rys. 4c. Cewki te łączy się szeregowo, a między nimi występuje sprzężenie magnetyczne reprezentowane indukcyjnością wzajemną M. Jedna z cewek posiada możliwość zmiany położenia, przez co uzyskuje się zmianę indukcyjności wzajemnej. Jeśli obie cewki posiadają taką samą indukcyjność L, otrzymuje się następujący zakres zmian indukcyjności:

$L_{min} = 2L - 2M$
$L_{max} = 2L + 2M$



Rys. 4 Budowa indukcyjności zmiennych

Najmniejsza indukcyjność wzajemna występuje w położeniu prawej cewki pokazanym na rysunku linią ciągłą. Największa w położeniu pokazanym linią przerywaną i może zmieniać znak po obróceniu cewki o 180°.

Parametry cewek zmiennych

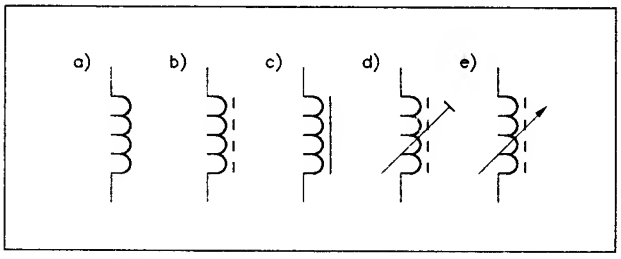
Dla cewek dostrajanych w niewielkim zakresie podaje się indukcyjność znamionową odpowiadającą neutralnemu położeniu rdzenia i wyrażony w % zakres zmian indukcyjności.

Zakres zmian indukcyjności wynosi od 5 – 20%. Określa się także dobroć cewki i temperaturowy współczynnik indukcyjności. Producent podaje także zasadnicze zastosowanie danego typu cewki, np. filtr p.cz. AM, czy FM. Istotne dla takiej cewki jest także rozmieszczenie wyprowadzeń niezbędne do prawidłowego zaprojektowania płytki drukowanej.

Dla wariometrów podaje się jedną z indukcyjności skrajnych (najczęściej L_{max}) i przyrost indukcyjności δ L lub stosunek L_{max}/L_{min}. Określa się dobroć minimalną lub podaje jej przebieg w funkcji zmian indukcyjności. Wariometry najczęściej przewidziane są do konkretnego zastosowania np. do przestrajania obwodów odbiornika radiowego AM lub FM. Wykonywane są wtedy jako zestawy wariometrów sprzężonych. Istotnym parametrem jest wówczas współbieg zmian indukcyjności wariometrów składowych. Często zamiast indukcyjności operuje się bezpośrednio częstotliwościami uzyskiwanymi w obwodzie z wariometrem. Temperaturowy współczynnik zmian indukcyjności jest szczególnie istotny dla sekcji heterodyny.

Stosowanie cewek indukcyjnych

Zaczniemy tradycyjnie od symboli cewek używanych przy rysowaniu schematów. Przedstawiono je na rys. 5.



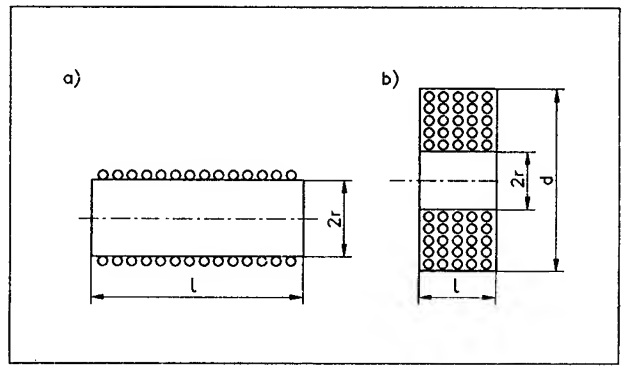
Rys. 5 Oznaczenia schematowe indukcyjności

Rys. 5a, to oznaczenie schematowe cewki stałej powietrznej (bez rdzenia). Rys. 5b pokazuje oznaczenie cewki stałej z rdzeniem ferrytowym, a 5c – cewki stałej z rdzeniem żelaznym. Oznaczenie cewki dostrajanej (przestrajanej w niewielkim zakresie) z rdzeniem ferrytowym uwidacznia rys. 5d. Oznaczenie wariometru strojonego rdzeniem ferrytowym pokazuje rys. 5e.

Zasadniczym czynnikiem różnicującym wykonanie indukcyjności jest przewidywana częstotliwość pracy. Cewki pracujące przy niskich częstotliwościach mają zwykle większe indukcyjności, a cewki pracujące przy wyższych częstotliwościach indukcyjności mniejsze. Przy niskich częstotliwościach wykorzystuje się na rdzenie magnetyczne cewek blachy żelazne lub permalloyowe (do 50 kHz). Przy wyższych częstotliwościach stają się one źródłem znacznych strat energii i korzystniejsze jest stosowanie rdzeni ferrytowych (od 10 kHz). Przy bardzo dużych częstotliwościach stosuje się cewki powietrzne, a nawet proste odcinki drutu srebrzonego o określonej długości.

Czynnikiem istotnie pogarszającym dobroć cewek przy wysokich częstotliwościach jest zjawisko naskórkowości. Zjawisko to powoduje zmniejszanie czynnego przekroju przewodnika ze wzrostem częstotliwości i tym samym wzrost jego rezystancji zmniejszający dobroć cewki. Stosuje się szereg zabiegów dla zmniejszenia wpływu zjawiska naskórkowości. Pierwszym jest zmniejszanie średnicy przewodu nawojowego, pomagające jednak tylko przy najniższych częstotliwościach (do 300 kHz). Przy częstotliwościach wyższych (300 kHz – 2 MHz) stosuje się do nawijania cewek tzw. *licę*. Lica to splot izolowanych bardzo cienkich drucików miedzianych umieszczonych najczęściej w oplocie jedwabnym. Przykładowe oznaczenia to 7×0,06 (7 drucików o średnicy 0,06 mm), 20×0,05 (20 drucików o średnicy 0,05 mm). Na falach krótkich i ultrakrótkich (od 3 MHz) stosowany jest do nawijania cewek o dużej dobroci drut miedziany srebrzony. Korzystne właściwości przy b.w.cz. posiada taśma miedziana srebrzona.

Najprościej jest wymaganą indukcyjność kupić w sklepie z podzespołami, ale często trzeba ją wykonać we własnym zakresie. Dlatego też podamy kilka wzorów pozwalających na obliczenie indukcyjności cewek. Pierwsze będą dotyczyły cewek powietrznych – jednowarstwowej i wielowarstwowej. We wzorach istotne znaczenie mają podstawowe wymiary tych cewek, więc przytaczamy ich rysunki mechaniczne – rys. 6.



Rys. 6 Wymiary cewek powietrznych: a) jednowarstwowa, b) wielowarstwowa

Wzór na obliczenie indukcyjności cewki jednowarstwowej ma następującą postać:

$$L = 0,394r^2z^2/(9r + 10l)$$

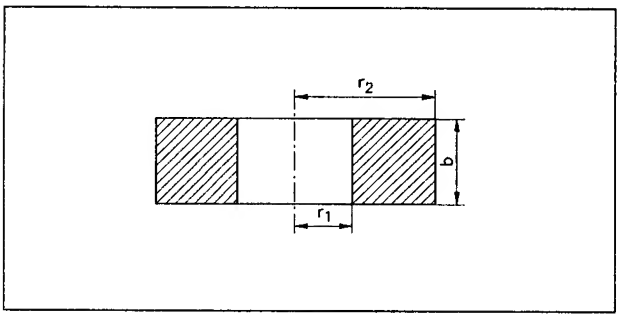
gdzie: L – indukcyjność [μH],
r, l – wymiary [cm],
z – ilość zwojów.

Kolejny wzór służy do obliczenia indukcyjności cewki wielowarstwowej:

$$L = 0,315r^2z^2/(6r + 9l + 10d)$$

Indukcyjność uzyskuje się w [μH], jeśli wymiary r, l, d będą podane w [cm]. W obu wzorach ilość zwojów podana jest do kwadratu, co jest charakterystyczne dla wszystkich rodzajów cewek. Podwojenie ilości zwojów oznacza 4 – krotne zwiększenie indukcyjności.

Kolejny wzór będzie dotyczył indukcyjności cewki na rdzeniu magnetycznym toroidalnym o przekroju prostokątnym. Charakterystyczne wymiary takiego rdzenia pokazane są na rys. 7.



Rys. 7 Wymiary rdzenia toroidalnego

Wzór ma następującą postać:

$$L = 0,002z^2 b\mu_r \ln(r_2/r_1)$$

gdzie: L – indukcyjność [μH],
z – ilość zwojów,
μ_r – względna przenikalność magnetyczna rdzenia,
b, r_1, r_2 – wymiary [cm].

Bardzo prosty jest wzór do obliczania indukcyjności cewki z rdzeniem kubkowym:

$$L = A_L z^2$$

gdzie: L – indukcyjność [μH],
A_L – stała indukcyjności,
z – liczba zwojów.

Stała indukcyjności jest podawana przez producenta rdzenia i najczęściej drukowana na rdzeniu. Połówki rdzeni są dobierane fabrycznie i nie jest wskazane mieszanie połówek z różnych kompletów. Przy montażu trzeba zwracać uwagę na dokładne przyleganie połówek.

Zazwyczaj zadanie będzie zupełnie odwrotne do rozwiązań według podanych wzorów – mamy wymaganą indukcyjność cewki L, a trzeba obliczyć ilość zwojów potrzebną do jej uzyskania. W tym celu niezbędne jest przekształcenie podanych wzorów tak aby obliczyć z^2, a po wyciągnięciu pierwiastka uzyskać z. Wcześniej trzeba założyć odpowiednie wymiary mechaniczne, do czego jest potrzebna odrobina doświadczenia lub znajomość wymiarów rdzenia. Problem wymiarów odpada przy rdzeniu kubkowym. Sądzimy, że te proste przekształcenia nie przekroczą możliwości matematycznych naszych czytelników.

Często wśród zapasów np. filtrów brakuje nam tego jaki przewidział projektant urządzenia. Jak poradzić sobie w tej sytuacji? Trzeba przeglądnąć zapasy i ewentualnie zastosować filtr o najbardziej zbliżonych parametrach dobierając pojemność zewnętrzną. Dla poznania parametrów niezbędny jest katalog producenta. Polecamy zaopatrzenie się w "*Poradnik. Podzespoły elektroniczne – elementy bierne*", (J. Borczyński, A. Milczewski) wydany przez WKŁ.

Jeśli filtr o zbliżonych parametrach nie wchodzi w grę trzeba spróbować nawinąć dokładnie taki, jaki jest wymagany. We wspomnianym Poradniku są podane indukcyjności i ilości zwojów. Na tej podstawie można obliczyć stałą indukcyjności (analogiczną do używanej przy obliczaniu indukcyjności cewki z rdzeniem kubkowym) dla posiadanej indukcyjności.

$$A_L = L/z^2$$

Mając stałą indukcyjności można obliczyć ilość zwojów niezbędną do uzyskania zakładanej indukcyjności:

$$z^2 = L/A_L$$

Otrzymana liczba to kwadrat ilości zwojów, z którego trzeba wyciągnąć pierwiastek aby otrzymać właściwą liczbę zwojów.

Osobnym zagadnieniem jest praca indukcyjności ze składową stałą. Przepływ prądu stałego nie gra żadnej roli w przypadku cewek powietrznych. Oczywiście poza wytrzymałością prądową drutu. W przypadku cewek z rdzeniem prąd stały powoduje wstępne namagnesowanie rdzenia. Przy zbyt dużej wartości może spowodować tzw. nasycenie rdzenia (pełne namagnesowanie) objawiające się spadkiem indukcyjności cewki. Zjawisku temu można częściowo przeciwdziałać przez zastosowanie rdzenia ze szczeliną powietrzną. Jest to istotne zwłaszcza dla dławików filtrujących z rdzeniem żelaznym stosowanych w filtrach zasilaczy sieciowych.

W szczeliny często wyposażane są rdzenie kubkowe (wewnątrz kubka), co w istotny sposób zmniejsza możliwą do uzyskania stałą indukcyjności. Szczelina powoduje więc zmniejszenie indukcyjności cewki, ale pozwala zwiększyć dopuszczalne natężenie prądu stałego przepływającego przez nią.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Samochodowy wzmacniacz Hi-Fi 100 W

W numerze 10/96 Praktycznego Elektronika przedstawiliśmy przetwornicę o mocy wyjściowej 80 W. Niejako kontynuacją tego tematu jest poniższy artykuł opisujący wzmacniacz samochodowy, który dzięki przetwornicy może osiągnąć moc wyjściową 100 W. We wzmacniaczu zastosowano nowoczesne monolityczne wzmacniacze mocy upraszczające całą konstrukcję.

Moc wzmacniaczy samochodowych ograniczona jest stosunkowo niskim napięciem zasilania, które w praktyce wynosi 12 V. Chcąc zwiększyć moc wyjściową wzmacniaczy stosuje się głośniki o impedancji 4 Ω i układy mostkowe. Pozwala to na osiągnięcie mocy ciągłej rzędu 20 W i muzycznej 25 W. Na tym niestety kończą się możliwości uzyskane prostymi środkami. Chcąc zbudować wzmacniacz o większej mocy niezbędne jest wyższe napięcie zasilania. W naszym przypadku umożliwia to przetwornica opisana w PE 10/96.

We wzmacniaczach zasilanych za pośrednictwem przetwornicy podwyższającej napięcie zasilania stosuje się najczęściej impedancje obciążenia 4 Ω, gdyż wynika to ze stosowanych w samochodach głośników, których konstrukcja powinna być odporna na działanie wilgoci. Dotyczy to szczególnie membran głośników, które są impregnowane. Zwykły głośnik nawet po kilku miesiącach eksploatacji, zwłaszcza w okresie jesienno-zimowym może ulec uszkodzeniu, gdyż membrana pod wpływem wilgoci, której nie brakuje w samochodzie ulegnie nieodwracalnej deformacji i zacznie ocierać o nabiegunniki magnesu.

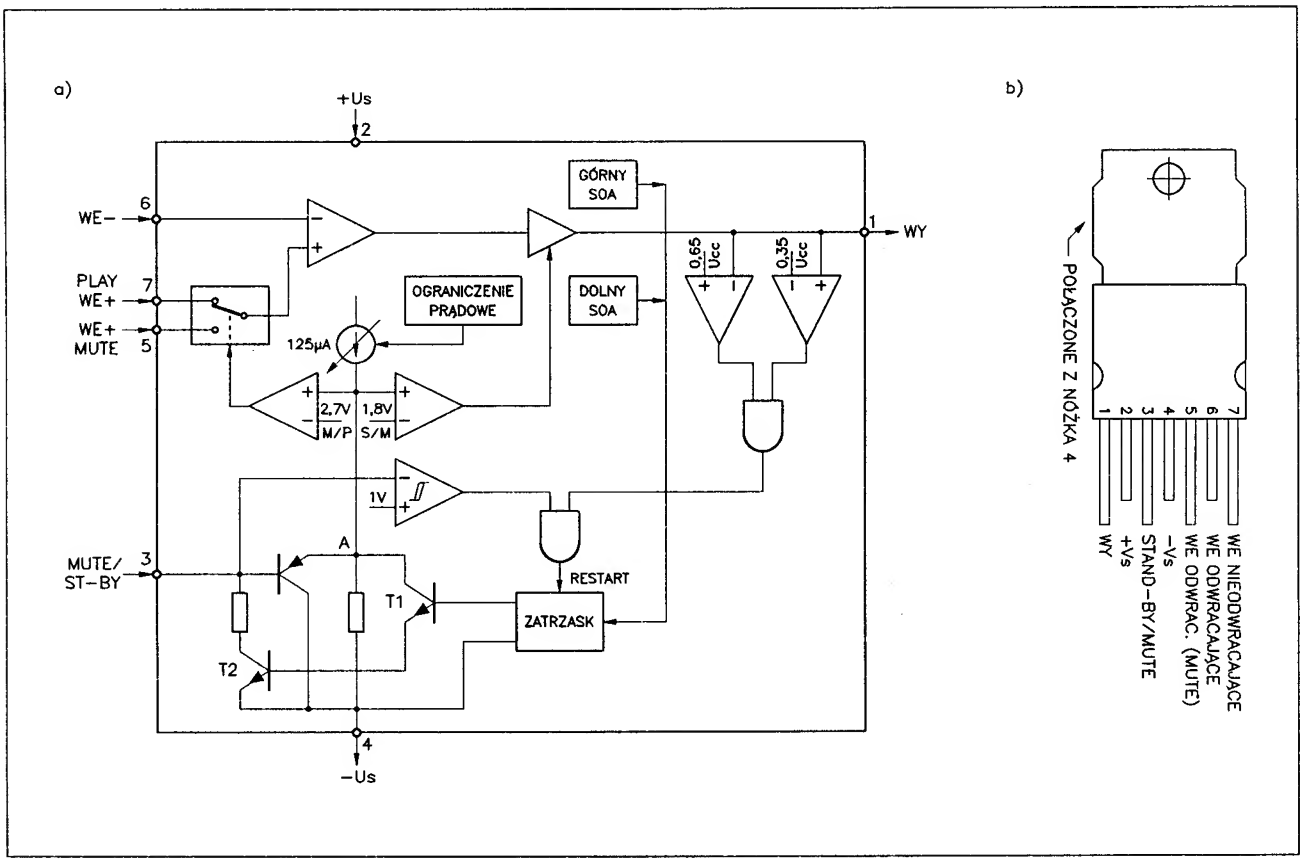
We wzmacniaczach dużej mocy zasilanych za pośrednictwem przetwornicy z reguły nie stosuje się układów mostkowych, tak popularnych przy zasilaniu wzmacniaczy bezpośrednio z akumulatora. Wynika to z małej sprawności energetycznej wzmacniacza mostkowego, co niepotrzebnie obciąża przetwornicę i podnosi cenę układu.

Kolejnym czynnikiem wpływającym na konstrukcję wzmacniacza samochodowego dużej mocy jest problem z głośnikami niskotonowymi, które posiadają znaczne rozmiary. Najczęściej stosuje się jeden głośnik umieszczony centralnie z tyłu samochodu. Stosowane są głośniki z pojedynczą cewką zasilaną przez jeden wzmacniacz, lub z dwoma niezależnymi cewkami zasilanymi przez wzmacniacze lewego i prawego kanału.

Głośniki średnio i wysokotonowe montowane są oddzielnie dla obu kanałów często w postaci zintegrowanej kolumny zawierającej wewnętrzne zwrotnice.

Wszystkie wyżej przedstawione czynniki wpłynęły na przyjętą konstrukcję wzmacniacza mocy, w którym zastosowano monolityczne układy wzmacniaczy mocy TDA 2052. Parametry tych układów są naprawdę bardzo dobre i pozwalają na zaliczenie ich do klasy Hi-Fi. W tabeli 1 zestawiono parametry charakterystyczne wzmacniaczy TDA 2052.

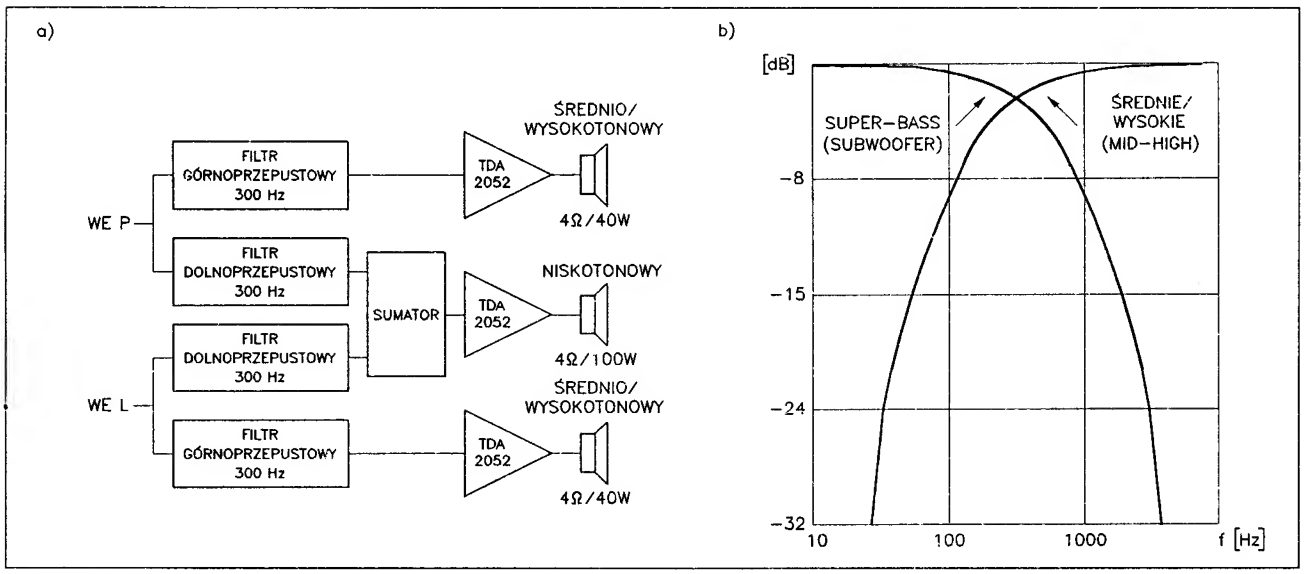
Schemat blokowy układu TDA 2052 zamieszczono na rysunku 1a. Układ wyposażony jest w standardowe dla monolitycznych wzmacniaczy mocy zabezpieczenia. Należą do nich: zabezpieczenie przed zwarciem wyjścia, zabezpieczenie przed przekroczeniem temperatury maksymalnej. Ponadto istnieje możliwość zdalnego wyłączania wzmacniacza STAND-BY i wyciszania MUTE. W połączeniu obie te funkcje pozwalają na ciche włączanie i wyłączanie wzmacniacza bez pojawiania się nieprzyjemnych stuków w stanach nieustalonych. Oszczędza to uszy słuchaczy i głośniki.



Rys. 1 a) schemat blokowy monolitycznego wzmacniacza mocy TDA 2052, b) rozkład wyprowadzeń

Tabela 1 Parametry układu TDA 2052

Symbol	Parametr Warunki pomiaru	Wartość			Jednostka
		min	typ	max	
V_S	Napięcie zasilania	±6		±25	V
I_O	Maksymalny prąd wyjściowy			6	A
I_q	Prąd spoczynkowy	20	40	70	mA
I_b	Prąd wejściowy			±0,25	μA
P_O	Moc wyjściowa muzyczna d=10%, $V_S = \pm 22,5$ V, R_L 4 Ω	50	60		W
P_O	Moc wyjściowa:				
	d=10%, $V_S = \pm 18$ V, R_L 4 Ω	35	40		W
	d=10%, $V_S = \pm 22$ V, R_L 8 Ω	30	33		W
	d=1%, $V_S = \pm 18$ V, R_L 4 Ω		32		W
	d=1%, $V_S = \pm 22$ V, R_L 8 Ω		28		W
d	Zniekształcenia nieliniowe:				
	$V_S = \pm 18$ V, $R_L = 4$ Ω,				
	$P_O = 0,1 \div 20$ W, f=0,1÷15 kHz		0,1	0,7	%
	$V_S = \pm 22$ V, $R_L = 8$ Ω,				
	$P_O = 0,1 \div 20$ W, f=0,1÷15 kHz		0,1	0,5	%
SR	Współczynnik narostu		3	5	V/μs
R_i	Rezystancja wejściowa	500			kΩ



Rys. 2 Schemat blokowy samochodowego wzmacniacza mocy 100 W

W skład wzmacniacza mocy wchodzą trzy układy TDA 2052. Jeden z nich pracuje jako wzmacniacza niskotonowy wspólny dla obu kanałów, a dwa pozostałe pełnią funkcję wzmacniaczy średnio i wysokotonowych w kanale lewym i prawym (rys. 2a). Przyjęto typową w takich rozwiązaniach częstotliwość podziału równą 300 Hz. Niektórym Czytelnikom może wydawać się, że częstotliwość ta jest zbyt niska. Tak niska częstotliwość podziału została przyjęta głównie ze względu na równomierne obciążenie wzmacniaczy mocy, gdyż wzmacniacz niskotonowy pracuje dla obu kanałów. Tak duże obniżenie częstotliwości podziału poprawia także jakość odtwarzania tonów średnich i wysokich, dzięki pełnej separacji sygnałów po stronie przebiegów o małych amplitudach. Aby zapewnić wysoką jakość odtwarzania tonów niskich konieczne jest zastosowanie głośnika niskotonowego o bardzo szerokim od dołu paśmie odtwarzania tzw. woofera.

We wzmacniaczu zastosowano filtry rozdzielające o nachyleniu 12 dB/okt. Jest to wartość typowa najczęściej stosowana w układach zwrotnic zarówno w zestawach głośnikowych jak i w kolumnach aktywnych w których separacja częstotliwości następuje po stronie sygnałów o małych amplitudach.

Na wejściu wzmacniacza umieszczono dzielniki rezystorowe R35, R36 i R37, R38. Umożliwiają one dopasowanie amplitudy sygnału sterującego dostarczanego przez wyjście głośnikowe radioodbiornika samochodowego. Jeżeli radioodbiornik wyposażony jest w specjalne wyjście małosygnałowe z regulacją amplitudy, dzielniki te pomija się.

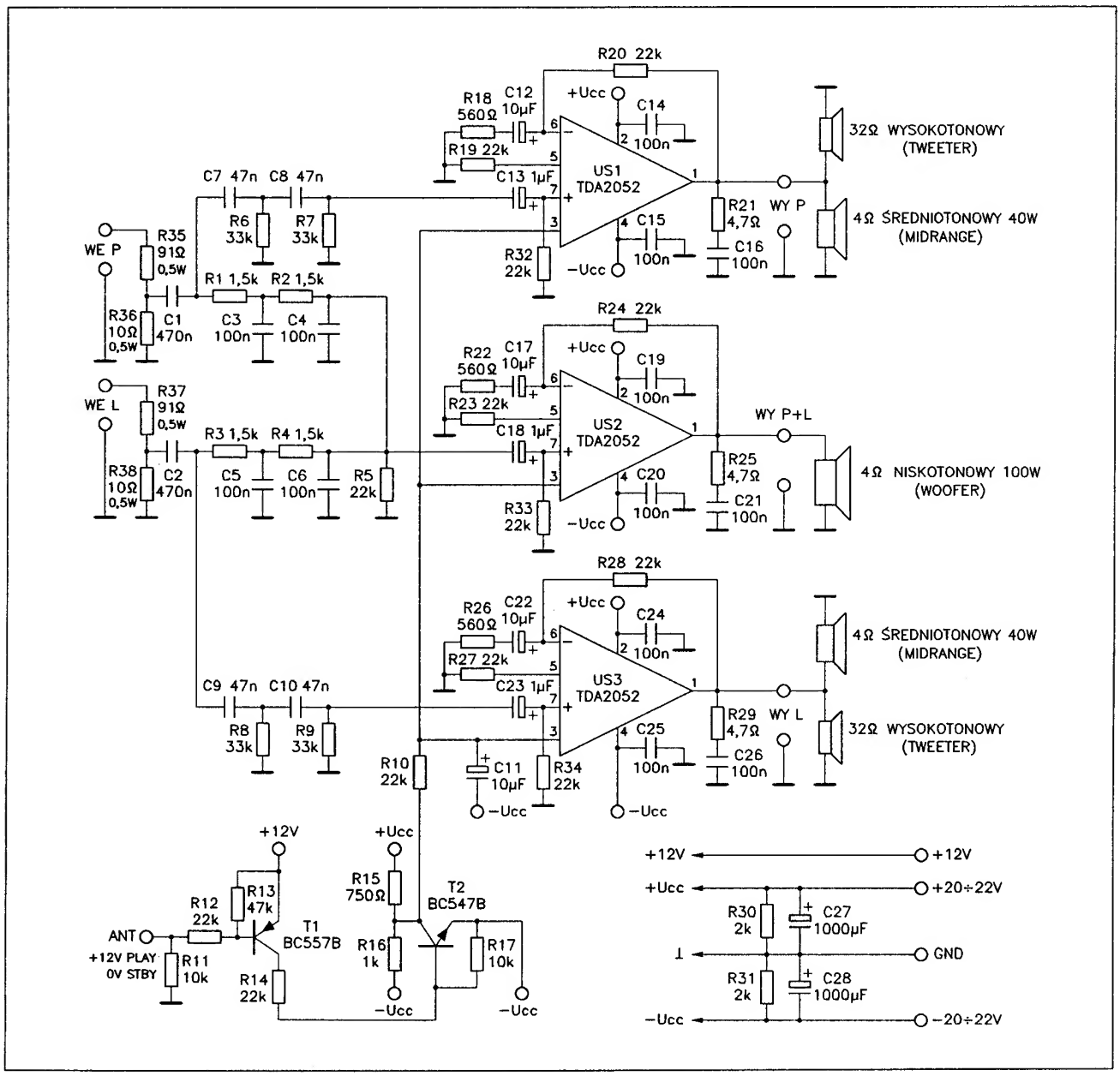
Sygnały lewego i prawego kanału po przejściu przez filtry górnoprzepustowe C7, R6, C8, R7, oraz C9, R8,

C10, R9 są kierowane do końcowych wzmacniaczy mocy US1 i US3 zasilających głośniki średnio i wysokotonowe. Filtry dolnoprzepustowe są także rozdzielone dla obu kanałów. W ich skład wchodzą elementy R1, C3, R2, C4, oraz R3, C5, R4, C6. Za tymi filtrami sygnał podlega zsumowaniu na rezystorze R5, skąd doprowadzony zostaje do wejścia wzmacniacz niskotonowego US2.

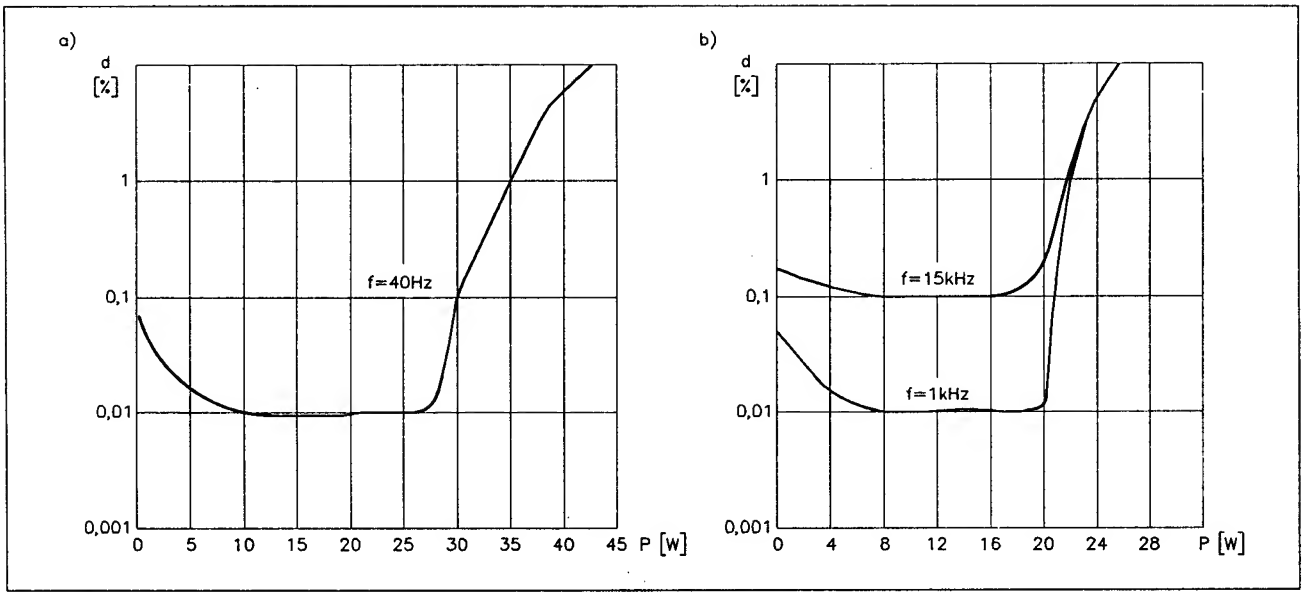
Każdy ze wzmacniaczy US1÷US3 zabezpieczony jest przed obciążeniem o charakterze mieszanym przez szeregowy obwód RC, R21, C16, R25, C21, R29, C26. Drugim rodzajem zabezpieczenia przed pasożytniczymi oscylacjami mogącymi pojawić się na wyjściach wzmacniaczy są kondensatory blokujące zasilania każdego z układów US1÷US3.

Wzmacniacz mocy wyposażono w układ zdalnego włączania, który wykorzystuje sygnał dostępny na wyjściach większości radioodbiorników samochodowych, a służący do wysuwania anteny. Pojawienie się na wejściu ANT napięcia +12 V powoduje włączenie wzmacniacza. Natomiast zwarcie tego wejścia z masą, lub pozostawienie go w "powietrzu" wyłącza wzmacniacz.

Na rysunku 4 zamieszczono poziom zniekształceń nieliniowych wprowadzanych przez wzmacniacz niskotonowy i średnio, wysokotonowy. Łączna moc dostarczana do głośników osiąga 100 W przy zniekształceniach nie przekraczających 10%. Natomiast łączna moc w warunkach zniekształceń 0,01% wynosi ok 70 W. Pasmo przenoszenia w dużej mierze będzie zależeć od typów zastosowanych głośników. Elektrycznie wzmacniacz jest w stanie przenieść pasmo od 10 Hz – 30 kHz. Podane powyżej parametry zmierzone zostały dla napięcia zasilającego wzmacniacz równego ±20 V.



Rys. 3 Schemat ideowy wzmacniacza mocy



Rys. 4 Poziom zniekształceń w funkcji mocy wyjściowej: a) wzmacniacza niskotonowego, b) wzmacniacza średnio i wysokotonowego

Przy zwiększeniu napięcia zasilającego do ±22 V można uzyskać sumaryczną moc 120 W przy zniekształceniach 10% i 85 W przy zniekształceniach 0,01%. Nie zaleca się zasilania wzmacniacza napięciem maksymalnym ±25 V. Przy tak wysokim napięciu wzmacniacz nie ulegnie uszkodzeniu, lecz bardzo wyraźnie pogorszy się jego niezawodność inaczej mówiąc żywotność.

Montaż i uruchomienie

Układ zamontowano na płytce drukowanej. Umieszczenie układów US1÷US3 na brzegu płytki umożliwia ich łatwe przymocowanie do radiatora. W pierwszej kolejności należy zamontować wszystkie zwory. Zwory oznaczone na płytce drukowanej grubą linią powinny zostać wykonane grubszym drutem ϕ 0,8 mm. Potem można zamontować wszystkie elementy za wyjątkiem układów US1÷US3.

Jako radiator zastosowano profil aluminiowy jednostronnie żebrowany o długości ok. 8 cm. W radiatorze wykonano otwory do przykręcenia układów wzmacniaczy mocy. Następnie wzmacniacze wkłada się w otwory w płytce drukowanej i nie lutując ich przykręca do radiatora za pośrednictwem podkładek mikowych. Miejsca styku należy posmarować smarem silikonowym poprawiającym przewodność cieplną. Dopiero po wykonaniu powyższych czynności można przylutować układy. Taka kolejność czynności pozwala na zminimalizowanie naprężeń mechanicznych zwiększając niezawodność układów US1÷US3.

Kompletny wzmacniacz dobrze jest sprawdzić zasilając go napięciem ±10 V z zasilacza laboratoryjnego, doprowadzając do wejścia sygnał z generatora funkcyjnego. Do wszystkich wyjść dołącza się rezystory 4 Ω/5 W symulujące obciążenie. Zmieniając częstotliwość generatora kontroluje się działanie filtrów dolno i górnoprzepustowych. Przetestowany w ten sposób wzmacniacz można zamontować w samochodzie, doprowadzając zasilanie z przetwornicy.

W artykule pt. "Przetwornica DC/DC 12 /±30 V do samochodowego wzmacniacza dużej mocy" podano w tabeli 1 liczbę zwojów uzwojenia wtórnego i wartości elementów. Nie obejmują one jednak napięcia wyjściowego ±22 V. Chcąc uzyskać napięcie wyjściowe ±22 V należy wykonać uzwojenie wtórne posiadające 2×7 zwojów i zastosować rezystory o następujących wartościach: R8 – 5,1 kΩ/0,125 W, R9 – 2 kΩ/0,125 W, P1 2,2 kΩ.

Opisany wzmacniacz mocy można także zastosować w warunkach domowych. Pomija się wtedy dzielniki napięciowe R35÷R38, wlutowując w miejsce rezystorów R35 i R37 zworę. Należy także zwiększyć pojemność kondensatorów C27 i C28 do 2.200 μF/25 V, lub jeszcze lepiej do 4.700 μF/25 V. Dodatkowo konieczne jest wyposażenie układu w transformator o mocy ok. 150 VA i mostek prostowniczy 6A/400 V.

Można też zrezygnować z układu zdalnego sterowania. Nie montuje się wtedy elementów T1, T2, R11, R12, R13, R14, R17.

Wykaz elementów

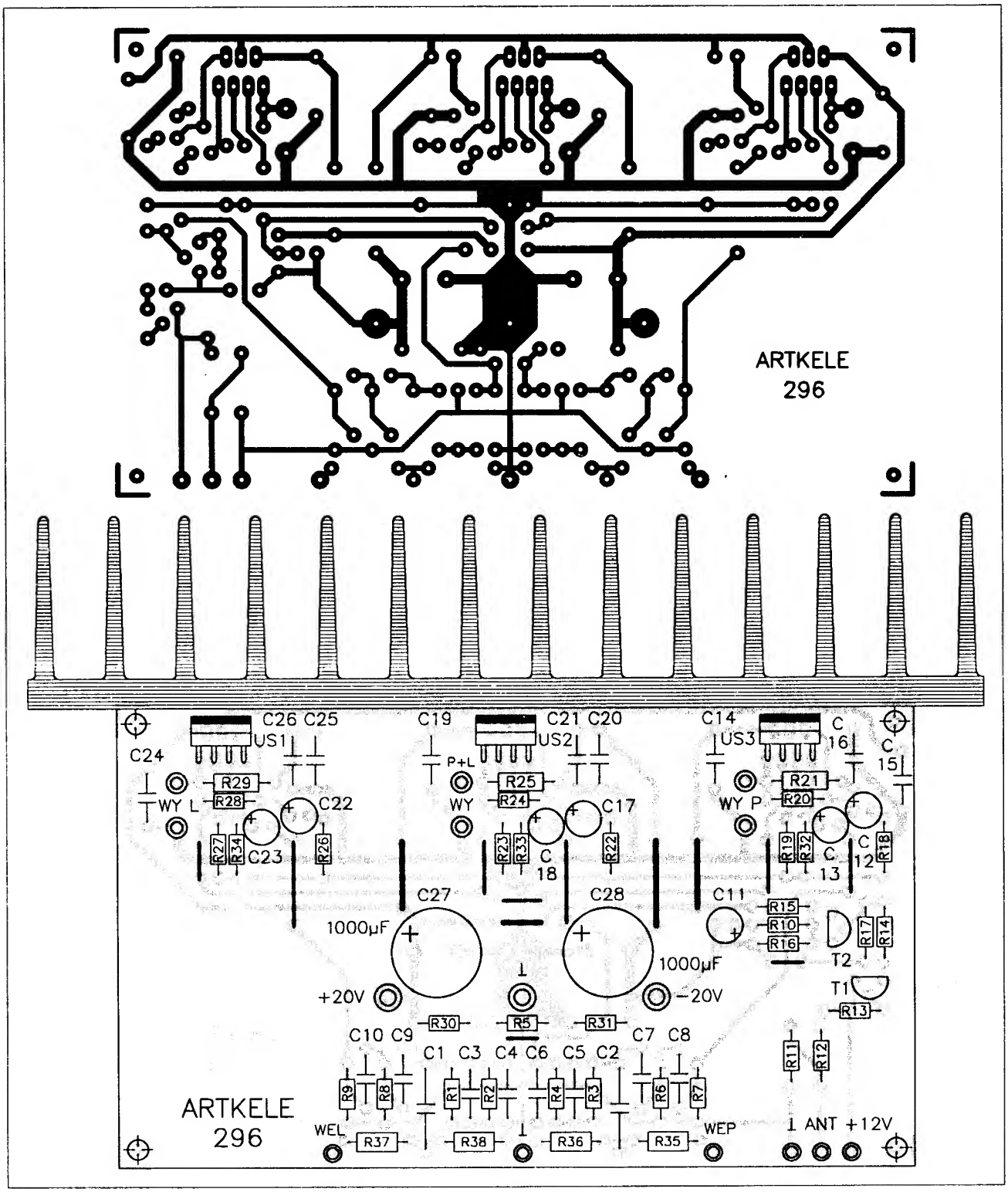
US1, US2, US3	– TDA 2052
T1	– BC 547B
T2	– BC 557B
R21, R25, R29	– 4,7 Ω/0,5 W
R36, R38	– 10 Ω/0,25 W
R35, R37	– 91 Ω/0,5 W
R18, R22, R26	– 560 Ω/0,125 W
R16	– 1 kΩ/0,125 W
R1÷R4	– 1,5 kΩ/0,125 W
R30, R31	– 2 kΩ/0,125 W
R15	– 7,5 kΩ/0,125 W
R11, R17	– 10 kΩ/0,125 W
R5, R10, R12, R14, R19, R20, R23, R24,	– 22 kΩ/0,125 W
R27, R28, R32÷R34	– 22 kΩ/0,125 W
R6÷R9	– 33 kΩ/0,125 W

R13	– 47 kΩ/0,125 W
C7÷C10	– 47 nF/100 V MKSE 018-02
C3÷C6, C14÷C16, C19÷C21, C24÷C26	– 100 nF/100 V MKSE 018-02
C1, C2	– 470 nF/100 V MKSE 018-02
C13, C18, C23	– 1 μF/63 V 04/U
C11, C12, C17, C22	– 10 μF/25 V 04/U
C27, C28	– 1000 μF/25 V 04/U

płytka drukowana **numer 296**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 4,93 zł (49.300 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ Tomasz Kwiatkowski



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Zasady prenumeraty

Prenumeratę przyjmujemy począwszy od pierwszego numeru za rok 1997 – po otrzymaniu przez Wydawnictwo ARTKELE kuponu wpłaty. Aby mieć gwarancję, że prenumerata rozpocznie się od pierwszego numeru prosimy dokonać wpłaty odpowiednio wcześniej, tak aby wypełniony kupon dotarł do Wydawnictwa w terminie do 20 grudnia 1996.

Wypełniając kupon należy wpisać:

- kwotę (cyframi i słownie) równą wartości zamawianych numerów czasopisma.
- imię i nazwisko oraz adres (koniecznie z kodem pocztowym) prenumeratora. Prosimy o czytelne wypełnienie kuponu, gdyż pozwoli to uniknąć pomyłek.
- odcinek przekazu "Pokwitowanie dla wpłacającego" prosimy zachować.
- zaprenumerowane egzemplarze czasopisma będą wysyłane na adres wskazany przez zamawiającego na odcinku przekazu "Odcinek dla posiadacza rachunku" w rubryce "Adres wysyłki".
- Wydawnictwo ARTKELE nie ponosi odpowiedzialności za problemy wynikłe z błędnego wypełnienia przekazu.

Cena dla prenumeratorów wynosi 2,50 zł (25.000 zł) wraz z kosztami wysyłki za jeden egzemplarz pisma Praktyczny Elektronik do końca 1997 roku.

Na sam koniec ponownie gorąca prośba: piszcie czytelnie i pamiętajcie o umieszczaniu swojego adresu, otrzymaliśmy kilka odcinków bez adresu wpłacającego i bez adresu na który mamy wysyłać zaprenumerowane egzemplarze.

◇ Redakcja

Pokwitowanie dla wpłacającego

zł.....

słownie.....

.....

wpłacający.....

.....

.....
dokładny adres

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskólcza 2/5
65-001 Zielona Góra

Komunalny Bank Spółdzielczy
w Zielonej Górze
997283-102847-2541

Opłata
zł.....

.....
datownik podpis przyjm.

Odcinek dla posiadacza rachunku

zł.....

słownie.....

.....

wpłacający.....

.....

.....
dokładny adres

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskólcza 2/5
65-001 Zielona Góra

Komunalny Bank Spółdzielczy
w Zielonej Górze
997283-102847-2541

Opłata
zł.....

.....
datownik podpis przyjm.

Odcinek dla banku

zł.....

słownie.....

.....

wpłacający.....

.....

.....
dokładny adres

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskólcza 2/5
65-001 Zielona Góra

Komunalny Bank Spółdzielczy
w Zielonej Górze
997283-102847-2541

Opłata
zł.....

.....
datownik podpis przyjm.

Odcinek dla poczty

zł.....

słownie.....

.....

wpłacający.....

.....

.....
dokładny adres

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskólcza 2/5
65-001 Zielona Góra

Komunalny Bank Spółdzielczy
w Zielonej Górze
997283-102847-2541

Opłata
zł.....

.....
datownik podpis przyjm.

Zamawiam prenumeratę:
PRAKTYCZNY ELEKTRONIK
wybrany okres prenumeraty zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1996r. 8,10 zł	II kwartał 1996r. 8,10 zł	III kwartał 1996r. 8,10 zł	IV kwartał 1996r. 8,10 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,70 zł (27.000 zł)

ADRES WYSYŁKI:

nazwisko (lub firma)

ulica/numer domu

kod pocztowy

miejscowość

kupon ważny do 20.12.1996r.

Zamawiam prenumeratę:
PRAKTYCZNY ELEKTRONIK
wybrany okres prenumeraty zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1996r. 8,10 zł	II kwartał 1996r. 8,10 zł	III kwartał 1996r. 8,10 zł	IV kwartał 1996r. 8,10 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,70 zł (27.000 zł)

ADRES WYSYŁKI:

nazwisko (lub firma)

ulica/numer domu

kod pocztowy

miejscowość

kupon ważny do 20.12.1996r.

Zamawiam prenumeratę:
PRAKTYCZNY ELEKTRONIK
wybrany okres prenumeraty zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1996r. 8,10 zł	II kwartał 1996r. 8,10 zł	III kwartał 1996r. 8,10 zł	IV kwartał 1996r. 8,10 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,70 zł (27.000 zł)

ADRES WYSYŁKI:

nazwisko (lub firma)

ulica/numer domu

kod pocztowy

miejscowość

kupon ważny do 20.12.1996r.

Zamawiam prenumeratę:
PRAKTYCZNY ELEKTRONIK
wybrany okres prenumeraty zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1996r. 8,10 zł	II kwartał 1996r. 8,10 zł	III kwartał 1996r. 8,10 zł	IV kwartał 1996r. 8,10 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,70 zł (27.000 zł)

ADRES WYSYŁKI:

nazwisko (lub firma)

ulica/numer domu

kod pocztowy

miejscowość

kupon ważny do 20.12.1996r.

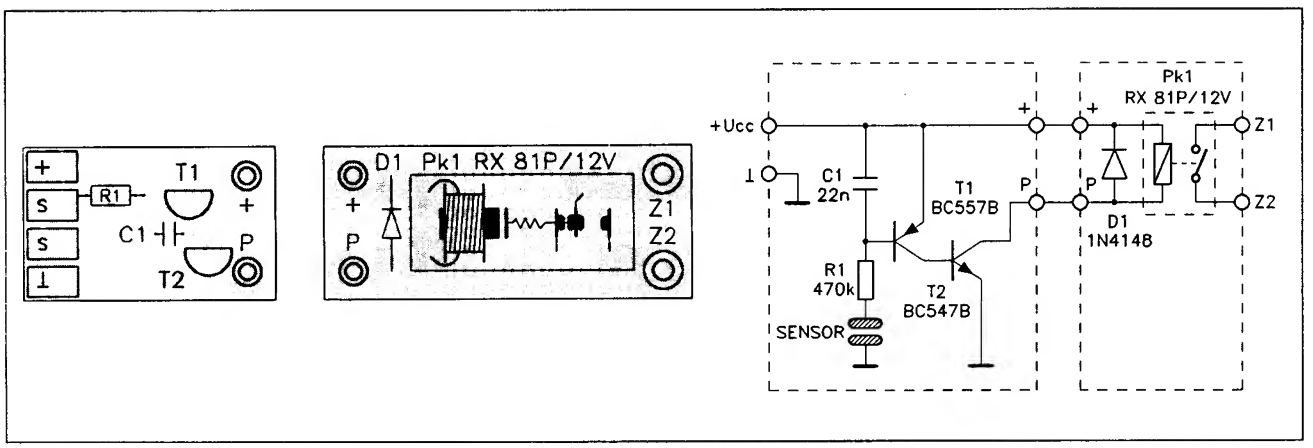
Zabezpieczenie zapłonu w samochodzie

Kradzieże samochodów nadal są plagą, której końca nie widać. Minister Spraw Wewnętrznych informował niedawno, że poziom przestępczości nieco obniżył się. Jak na ironię krótko po tym wystąpieniu ukradziono mu samochód. Dlatego nie można się oglądać na poczynania policji i trzeba zadbać o zabezpieczenie swojego samochodu. Opisany w artykule układ można zmontować w przysłowiowe pięć minut.

Właściciele samochodów stosują różne sposoby zabezpieczania swoich czterech kółek przed kradzieżą. Bardziej lub mniej skomplikowane alarmy fabryczne mają jednak jedną zasadniczą wadę. Są one doskonale rozpracowane przez złodziei samochodowych. Natomiast konstrukcje amatorskie choć gorsze i bardziej zawodne kto wie czy nie stanowią lepszego zabezpieczenia, gdyż potencjalny złodziej nie wie z jakim rodzajem alarmu ma do czynienia i jakie niespodzianki kryją się za nim.

Jednym z najprostszych, a równocześnie bardzo skutecznych sposobów zabezpieczenia jest uniemożliwienie rozruchu silnika. Problem ten można rozwiązać na kilka sposobów. Jednym z bardziej wyrafinowanych jest odcięcie dopływu paliwa. Można w tym celu zastosować zawór sterowany ręcznie lub elektrycznie. Takie rozwiązanie jest jednak dosyć kłopotliwe i wymaga przeróbki instalacji zasilającej silnik, czego nie polecam. Innym rozwiązaniem pozbawiającym dostępu paliwa jest wyłączenie elektrycznej pompy paliwowej, rozwiązanie to dotyczy jednak nielicznej grupy samochodów wyposażonych w taką pompę.

Kolejnym sposobem może być odłączenie zasilania cewki zapłonowej, lub elektronicznego modułu zapłonowego. Jeszcze lepszym sposobem, który można zastosować w niektórych tylko samochodach jest wyłączenie mikrokomputera sterującego pracą silnika (wtryskiem, zapłonem).



Rys. 1 Schemat ideowy sensorowego wyłącznika rozrusznika i rozmieszczenie elementów na uniwersalnej płytce drukowanej

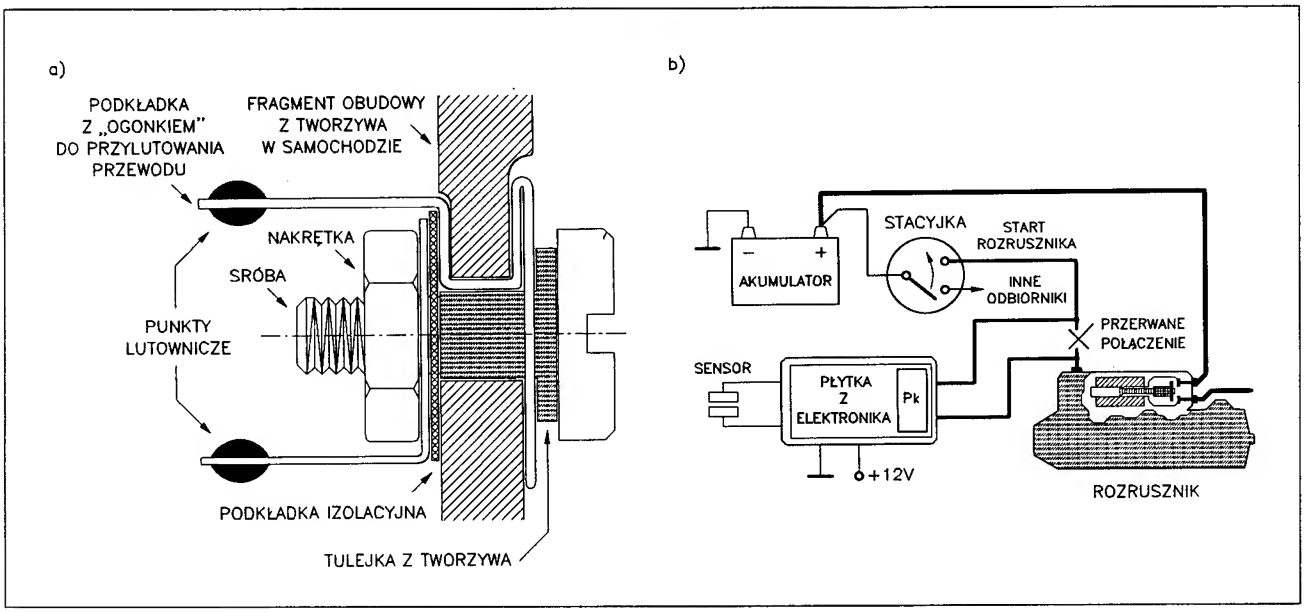
Rozwiązanie to może być jednak stosowane tylko przez producentów samochodów, którzy oprogramowują sterownik mikroprocesorowy.

Kolejnym sposobem na rozwiązanie problemu jest przerwanie zasilania rozrusznika. Dokładniej mówiąc nie przerywa się głównego przewodu zasilającego rozrusznik, gdyż przepływa przez niego bardzo duży prąd mogący osiągać nawet 300 A. Jak ogólnie wiadomo komutacja takich prądów, jest kłopotliwa. Można jednak postąpić inaczej przerywając obwód włączania rozrusznika, który jest połączony ze stacyjką.

Układ zabezpieczenia jest bardzo prosty i składa się z dwóch tranzystorów T1 i T2 tworzących wzmacniacz prądowy. Dotknięcie palcem równocześnie dwóch elektrod spowoduje przepływ niewielkiego prądu w obwodzie bazy tranzystora T1. Wielkość prądu wynika z rezystancji naskórka i napięcia zasilającego. Przepływ prądu w bazie T1 powoduje przepływ większego prądu w obwodzie kolektora T1. Stosunek tych prądów jest równy współczynnikowi wzmocnienia prądowego tranzystora. Prąd kolektora T1 podlega wzmocnieniu przez tranzystor T2 w którego kolektorze znajduje się cewka przekaźnika.

Styki przekaźnika są normalnie otwarte, a w chwili dotknięcia pól sensora zamykają się, umożliwiając tym samym rozruch silnika. Jeżeli dotkniemy sensor zbyt delikatnie, stosując minimalny nacisk, to może pojawić się sytuacja, że rezystancja styku będzie na tyle małą, że przekaźnik zacznie drgać (na przemian włączać się i wyłączać). Aby temu zaradzić należy nieco mocniej przycisnąć sensor. Zimą należy pamiętać, aby sensora dotykać gołymi rękoma bez rękawiczek.

Na rysunku 2a przedstawiono sposób wykonania pola sensorowego w postaci śruby odizolowanej od masy samochodu. Wokół śruby powinna znajdować się metalowa podkładka połączona z masą tworząc w ten sposób drugą elektrodę sensora. Pole sensorowe można też wykonać wkręcając obok siebie dwie śruby, z których jedna odizolowana jest od masy.



Rys. 2 a) sposób wykonania czujnika dotykowego, b) podłączenie zabezpieczenia do obwodu rozrusznika

Pole sensorowe można schować pod deską rozdzielczą, w miejscu łatwo dostępnym. Przy zapalaniu silnika należy dotknąć pola sensorowego na czas pracy rozrusznika przekręcając równocześnie kluczyk w stacyjce. Bez dotknięcia sensora rozrusznik nie włączy się.

Podłączenie układu do obwodu rozrusznika pokazano na rysunku 2b. Przerwę w obwodzie należy wykonać "głęboko" w wiązce z przewodami, tak aby trudno było zidentyfikować miejsce wprowadzenia zmian. Płytka została zaprojektowana w taki sposób, aby można było oddzielić przekaźnik, który montuje się bezpośrednio przy wiązce przewodów prowadzących do rozrusznika, od układu wzmacniacza, montowanego w pobliżu elektrod.

Wykaz elementów

T1	– BC 557B
T2	– BC 547B
D1	– 1N4148
R1	– 470 kΩ/0,125
C1	– 22 nf/50 V ceramiczny
Pk1	– RX 81P/12 V

płytka drukowana **numer 050**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 4,47 zł (44.700 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz IV strona okładki.

◇ Andrzej Kulibaba

Laboratoryjny zasilacz z ograniczeniem prądowym serii 2001 sterowany mikroprocesorem

Temat zasilaczy laboratoryjnych jest ciągle aktualny. Wiadomo, że zasilacz jest podstawowym urządzeniem w pracowni elektronika. W literaturze elektronicznej spotyka się wiele różnych konstrukcji zasilaczy, dlatego też niezmiernie trudno jest zaprojektować atrakcyjne urządzenie. Czy nam się to udało osądźcie sami.

Na łamach Praktycznego Elektronika zasilacze laboratoryjne gościły już kilka razy. Konstrukcje te były bardziej lub mniej udane. Analizując uwagi naszych Czytelników zdecydowaliśmy się na opracowanie zasilacza spełniającego oczekiwania zawarte w listach do redakcji. Zasilacz zaprojektowano w taki sposób, aby można go było zbudować w dwóch wariantach. Pierwszy z nich to klasyczny układ z potencjometrami przeznaczonymi do regulacji napięcia wyjściowego i ograniczenia prądowego. Drugi wariant to zasilacz sterowany z klawiatury z wyświetlaniem wartości napięcia, prądu, temperatury radiatora, sterowany mikroprocesorem. Konstrukcja zasilacza umożliwia rozbudowę zasilacza z wariantu pierwszego do wersji pełnej. Podstawowe parametry zasilacza podano poniżej:

Napięcie wyjściowe	± 0÷35 V (± 0÷30 V)
Prąd wyjściowy	1,5 A (3,0 A)
Tętnienia napięcia wyjść.	5 mV pp dla Iwy = 1 A
Ograniczenie prądowe	regulowane 0÷1,5 A (0÷3A)
Pomiar temperatury	0÷90°C

Ponadto układ posiada:
zabezpieczenie przeciwzwarciowe
zabezpieczenie przed przekroczeniem maksymalnej temperatury radiatora
automatyczne włączanie wentylatora
automatyczną zmianę napięcia wejściowego
sygnalizację przejścia na ograniczanie prądu

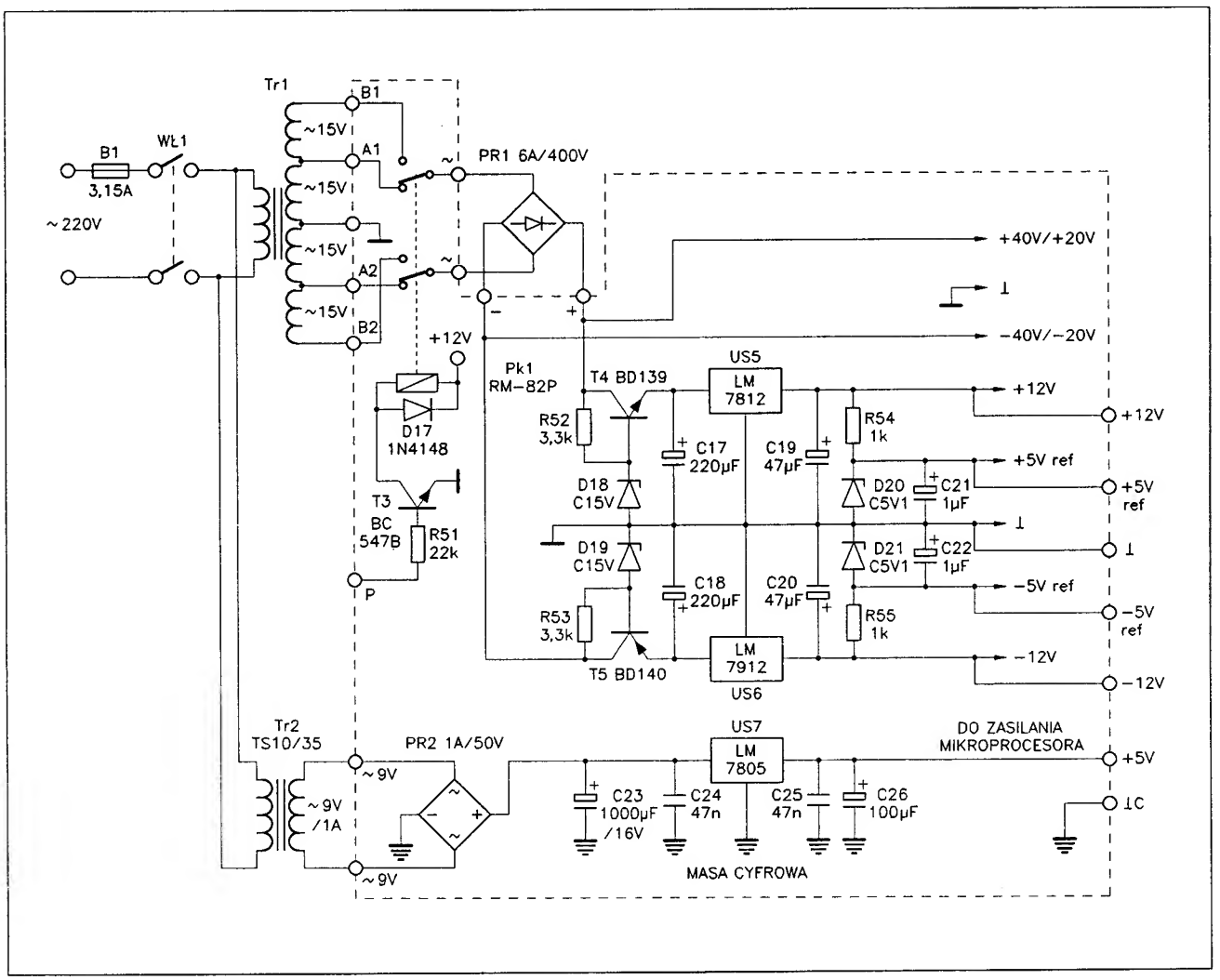
Opis układu

Na rysunku pierwszym zamieszczono schemat ideowy części zasilacza niestabilizowanego i zasilaczy pomocniczych. Napięcie zmienne z głównego transformatora sieciowego Tr1 doprowadzone jest do przekaźnika Pk1. Zadaniem przekaźnika jest zmiana napięcia zasilającego z ±40 V na ±20 V. Przekaźnik jest sterowany sygnałem doprowadzonym do punktu P z części mikroprocesorowej i automatyczne ustawia napięcie wyjściowe zasilacza niestabilizowanego w zależności od ustawionego napięcia wyjściowego. Takie rozwiązanie zmniejsza moc traconą w głównych stabilizatorach szeregowych. W wersji sterowania ręcznego można wykorzystać przekaźnik który należy sterować zwykłym przełącznikiem.

Napięcie zmienne z przekaźnika doprowadzone jest do mostka prostowniczego PR1 i dalej do kondensatorów filtrujących napięcie C1 i C9. Z tego napięcia zasilane są także stabilizatory pomocnicze, dostarczające napięć ±12 V i ±5 V. Układy LM 7812 i LM 7912 mogą pracować przy napięciu wejściowym nie większym niż 24 V. Spowodowało to konieczność zastosowania stabilizatora pośredniego obniżającego na pięcie do ±15 V. Składa się on z tranzystorów T4, T5, rezystorów R52, R53 i diod D18, D19. Stabilizator ±5 V zbudowano na diodach Zenera D20 i D21.

Transformator Tr2 dostarcza napięć do zasilania części mikroprocesorowej. W wariancie ze sterowaniem ręcznym zasilacz ten można pominąć. Możliwe jest zastosowanie pojedynczego transformatora z odpowiednimi uzwojeniami.

Na rysunku 2 zamieszczono główną część zasilacza. Układ zostanie opisany dla części zasilacza napięcia dodatniego. Zasilacz napięcia ujemnego jest niejako odbiciem symetrycznym i nie będzie omawiany.



Rys. 1 Schemat ideowy zasilacza cz. I

Jako główny stabilizator szeregowy zastosowano trójkońcówkowy układ LM 317 (US2) mogący dostarczyć prąd 1,5 A. Maksymalne napięcie wejściowe tego układu wynosi 40 V, zatem umożliwia on uzyskanie napięcia wyjściowego 35 V, gdyż 5 V spadku napięcia na stabilizatorze jest niezbędne dla jego prawidłowej pracy. Układ ten zostanie opisany dokładnie w następnym numerze PE. Można też zastosować układ LM 350 o prądzie maksymalnym 3 A. Okupione to zostanie niższym napięciem wyjściowym 30 V, gdyż maksymalne napięcie wejściowe tego układu wynosi 35 V. Należy pamiętać, że przy zastosowaniu układu LM 350 maksymalne napięcie stałe na kondensatorach filtru nie może przekraczać 35 V. W zasilaczu napięcia ujemnego zastosowano stabilizatory LM 337 – 1,5 A (US4), lub LM 333 – 3 A. Warunki napięciowe są identyczne jak w przypadku stabilizatorów napięcia dodatniego. Poza różnymi napięciami maksymalnymi i prądami wyjściowymi układy LM 137 i LM 350 są ze sobą zamienne, posiadają taki sam rozkład wyprowadzeń. To samo dotyczy układów LM 337 i LM 333.

Kondensatory C3, C4 umieszczone są przy zaciskach wyjściowych zasilacza i poprawiają odpowiedź na obciążenie impulsowe. Diody D1 i D2 zabezpieczają układ US2 przed uszkodzeniem przy wyłączaniu zasilania i w czasie zwarcia wyjścia do masy, lub do napięcia ujemnego.

Układ LM 317 jest stabilizatorem trójkońcówkowym. Różnica napięć pomiędzy wyjściem (nóżka 2) i końcówką sterującą (nóżka 1) jest stała i wynosi 1,25 V. Zatem chcąc zbudować zasilacz którego zakres napięć wyjściowych obejmuje 0÷35 V konieczne jest doprowadzenie do końcówki sterującej napięcia z zakresu -1,25÷33,75 V.

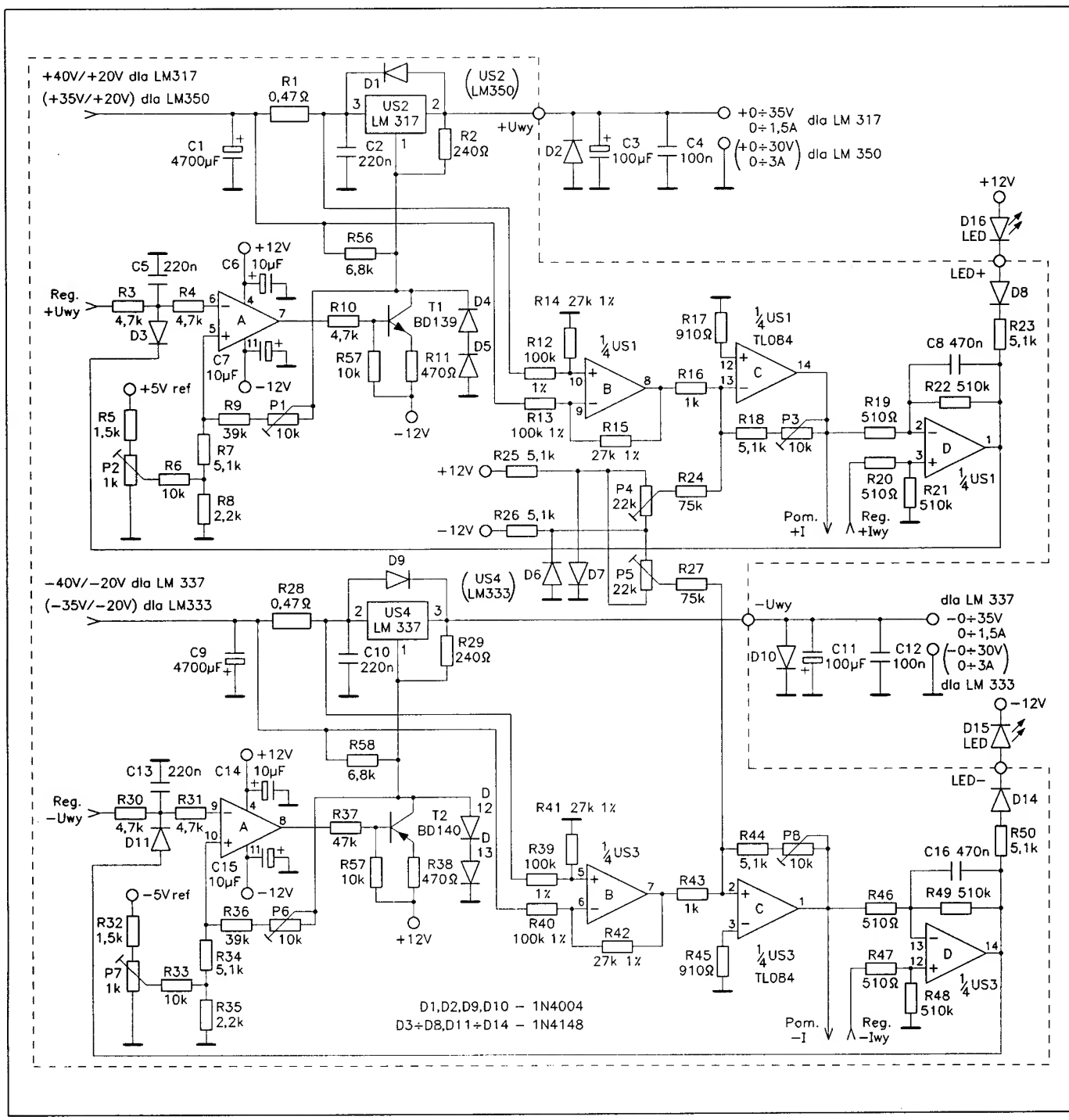
Napięcie sterujące wytwarzane przez sterownik mikroprocesorowy może zmieniać się przedziale 0÷5 V. Dlatego też powstała konieczność konwersji napięcia sterującego. Zwykły wzmacniacz operacyjny US1A nie jest w stanie dostarczyć napięcia w tak szerokim zakresie i konieczne okazało się zastosowanie dodatkowego wzmacniacza tranzystorowego T1. Jest on objęty pętlą sprzężenia zwrotnego. Warto zauważyć, że tranzystor odwraca fazę sygnału i dlatego wejście odwracające wzmacniacza US1A zmienia swoją funkcję i działa tak jak wejście nieodwracające. Wzmocnienie, czyli nachylenie charakterystyki wzmacniacza można regulować potencjometrem P1. Natomiast przesunięcie charakterystyki, czyli regulację napięcia zerowego na wyjściu

stabilizatora ustawia się potencjometrem P2 pracującym w układzie kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza. Ta funkcja jest tu zamieniona i potencjometr P2 wprowadza niezrównoważenie wzmacniacza takie, aby przy napięciu wejściowym Reg + Uwy = 0 V napięcie na kolektorze T1 wynosiło 1,25 V, co spowoduje, że napięcie na wyjściu stabilizatora będzie równe 0 V.

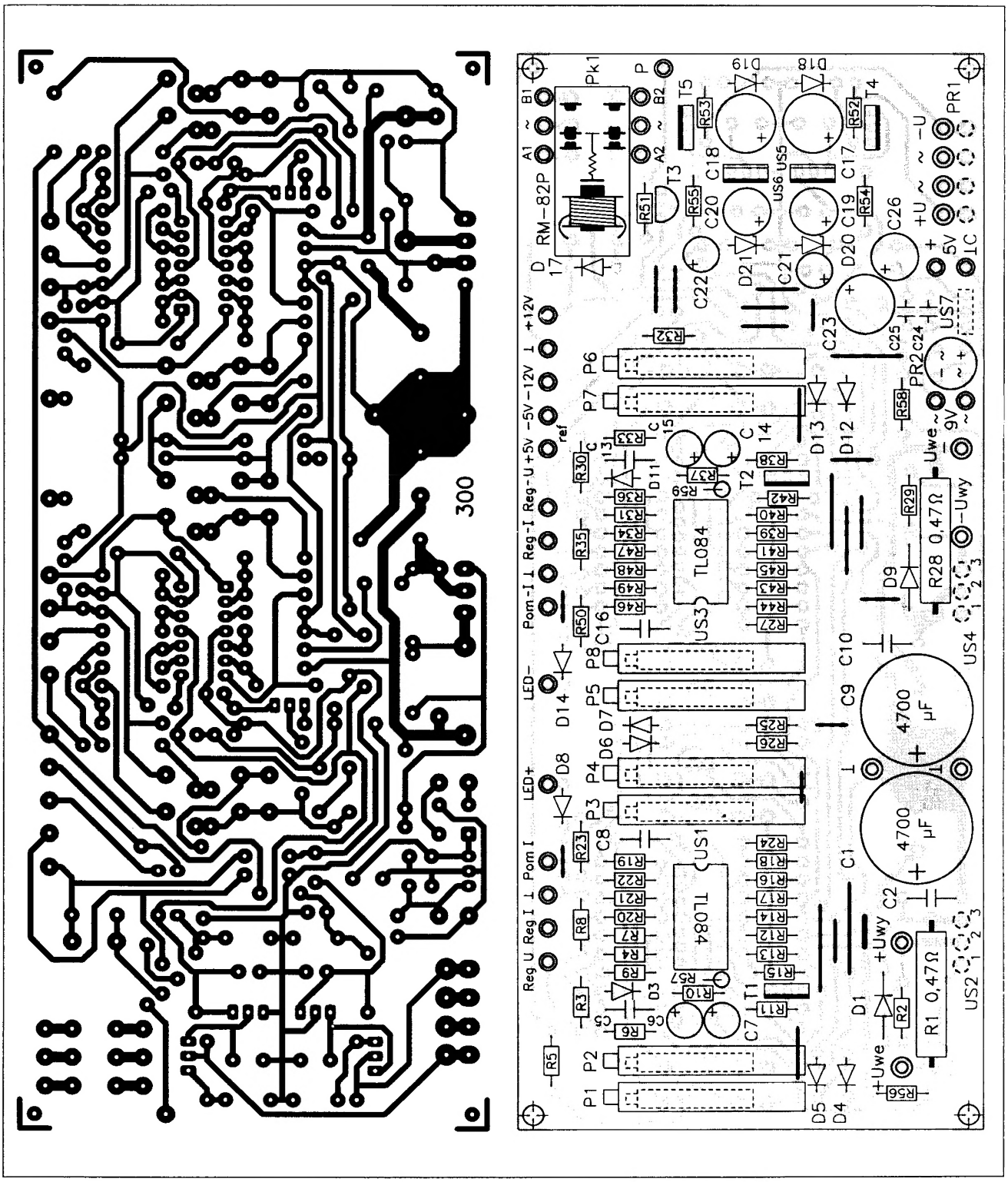
Obciążeniem tranzystora T1 jest stabilizator US2 i rezystor R2. Układ ten zachowuje się jak źródło prądowe o wydajności ok. 5 mA. Regulacja napięcia na kolektorze T1 nie odbywa się wtedy liniowo. Z tego też względu do obciążenia T1 wprowadzono dodatkowy rezystor R56 zapewniający dużą liniowość regulacji.

Diody D4 i D5 zabezpieczają układ US2 przed wystąpieniem zbyt niskiego napięcia sterującego, które może pojawić się w trakcie regulacji zasilacza.

Układ pomiaru prądu wykorzystuje szeregowy rezystor R1 z którego zbierany jest spadek napięcia proporcjonalny do prądu pobieranego z zasilacza. Napięcie z rezystora doprowadzone zostało do wzmacniacza różnicowego US1B.



Rys. 2 Schemat ideowy zasilacza cz. II



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Ponieważ na rezystorze R1 występują tętnienia napięcia, bardzo istotne jest aby wzmacniacz różnicowy US1B posiadał jak największy współczynnik tłumienia sygnału różnicowego. Osiągnięto to przez zastosowanie precyzyjnych rezystorów R12÷R15, o tolerancji wykonania 1% lub lepszej. Wzmacniacz US1B posiada wzmocnienie mniejsze od jedności (0,27 V/V), tak aby do wejść układu doprowadzić napięcie stałe nie przekraczające 10 V.

Kolejny stopień układu pomiaru prądu zbudowany na wzmacniaczu US1C wprowadza niezbędne wzmocnienie sygnału do poziomu 1 V/1 A. Dokładną regulację wzmocnienia umożliwia potencjometr P3. Natomiast kompensację prądu spoczynkowego stabilizatora US2, inaczej mówiąc zerowanie umożliwia potencjometr P4.

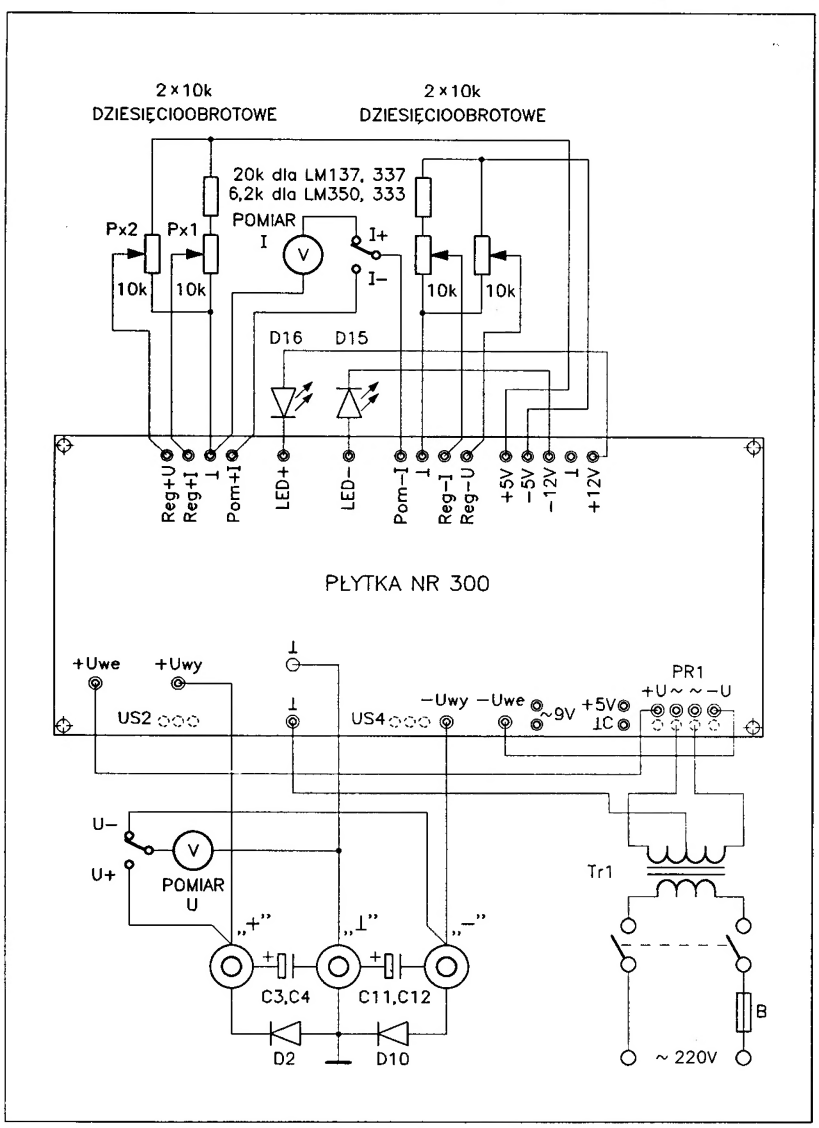
Z wyjścia wzmacniacza operacyjnego US1C sygnał doprowadzony jest do układu mikroprocesorowego, lub

do woltomierza mierzącego prąd pobierany z zasilacza. Sygnał z wyjścia US1C jest równocześnie doprowadzony do komparatora US1D. Do drugiego wejścia komparatora doprowadzono z układu mikroprocesorowego napięcie regulacji ograniczenia prądowego Reg +I. Gdy napięcie Reg +I jest większe od napięcia z wyjścia układu pomiaru prądu to wyjście komparatora jest w stanie wysokim. Powoduje to wygaszenie diody D16 i zwykłą, napięciową pracę zasilacza. Jeżeli prąd pobierany z zasilacza zacznie wzrastać to napięcie na wyjściu układu US1C będzie wzrastało proporcjonalnie do poboru prądu. W chwili gdy napięcie to zrówna się z napięciem doprowadzonym do wejścia Reg +I napięcie na wyjściu komparatora US1D zacznie obniżać się. Spowoduje to, najpierw słabe, a po chwili mocniejsze zapalenie się diody D16, która sygnalizuje, że zasilacz przeszedł do pracy z ograniczaniem prądu wyjściowego. Równocześnie zmniejszające się napięcie na wyjściu komparatora US1D spowoduje, że dioda D3 zacznie przewodzić i i zmniejszy napięcie regulacji doprowadzone do wzmacniacz US1A z wejścia Reg +U.

W takiej sytuacji zwiększanie napięcia Reg +U nie spowoduje wzrostu napięcia wyjściowego, czemu przeciwdziała komparator. Prąd wyjściowy zostanie ustalony na poziomie zadanym przez napięcie Reg +I. Dokładniej mówiąc układ US1D pracuje jako komparator, aż do chwili kiedy napięcie z wyjścia wzmacniacza US1C jest wyższe od napięcia Reg +I w chwili zrównania się obu napięć układ działa jeszcze jako komparator. Natomiast w momencie odetkania diody D3 komparator zaczyna działać jako wzmacniacz o dużym wzmocnieniu (Ku = 1000 V/V) stabilizujący prąd wyjściowy.

Montaż i uruchomienie

Na płytce drukowanej umieszczono prawie wszystkie elementy zasilacza, za wyjątkiem stabilizatorów US2 i US4, oraz prostownika Pr1. Elementy te są przymocowane do radiatora i połączone wygiętymi końcówkami z płytką drukowaną. Stabilizatory US2 i US4 muszą być odizolowane elektrycznie od radiatora. Do tego celu stosuje się specjalne podkładki mikowe, oraz tulejki plastikowe. Miejsca styku smaruje się smarem silikonowym.



Rys. 4 Schemat podłączenia elementów zewnętrznych dla wersji z potencjometrami

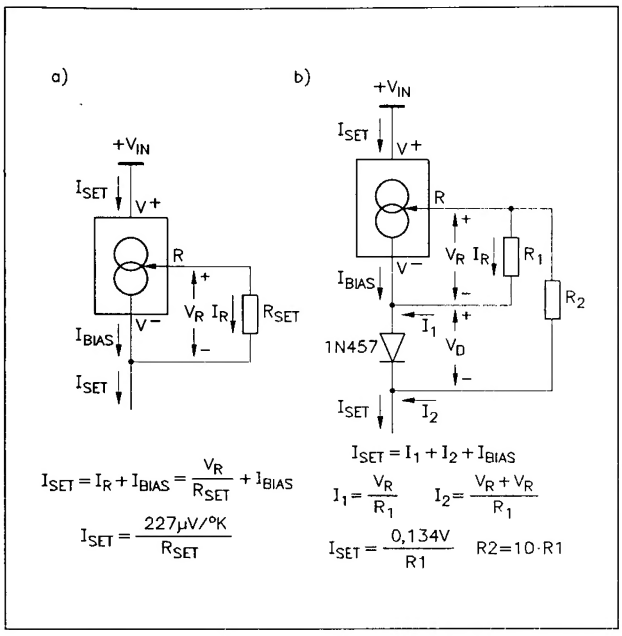
Tranzystory T4 i T5 należy wyposażyć w niewielkie radiatory wykonane z blachy aluminiowej. Radiatory nie mogą stykać się ze sobą, ani z innymi elementami. Poniżej zostanie podana procedura regulacji zasilacza pracującego w wersji z potencjometrami. Opis będzie obejmował tylko część zasilacza napięcia dodatniego. Dla zasilacza napięcia ujemnego procedura jest identyczna z tą tylko różnicą, że wszystkie napięcia będą ujemne.

Regulacja wersji z mikroprocesorem będzie podana odrębnie. W wersji bez mikroprocesora nie montuje się zasilacza części cyfrowej PR2, US7, C23÷C26 i przekaźnika Pk1, T3, D17.

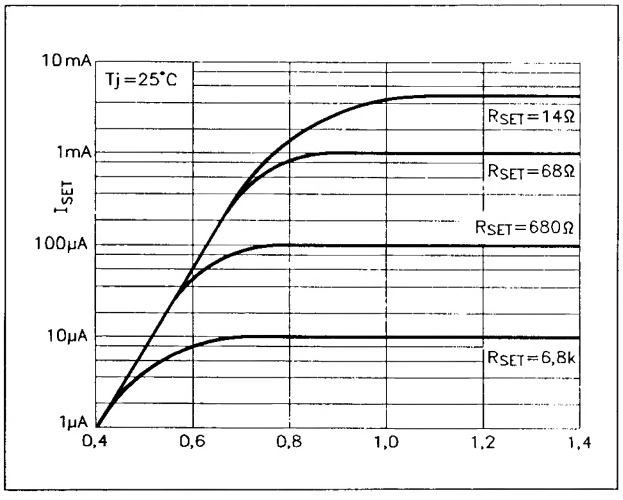
Do kompletnego zasilacza należy podłączyć potencjometry dziesięcioobrotowe, zaciski wyjściowe, kondensatory C3, C4, C11, C12, transformator i diody D2, D10, D15 i D16. Schemat połączeń zamieszczono na rysunku 5. Oprócz elementów zewnętrznych należy wykonać w obrębie płytki dwa połączenia przewodami 1,5 mm^2 doprowadzające napięcie z prostownika PR1 do kondensatorów C1 i C9. Można też podłączyć dwa woltomierze z przełącznikami do pomiaru napięcia (zakres 0÷35 V) i prądu (zakres 3 V).

Przed włączeniem napięcia zasilającego warto jeszcze raz sprawdzić poprawność montażu. Po włączeniu zasilania sprawdza się napięcie na kondensatorach C1 i C9. Nie może ono być wyższe niż ±40 V (±35 V dla LM 350 i LM 333). Kolejno należy też sprawdzić czy zasilacze pomocnicze dostarczają napięć ±12 V i ±5 V.

Dokończenie w następnym numerze.



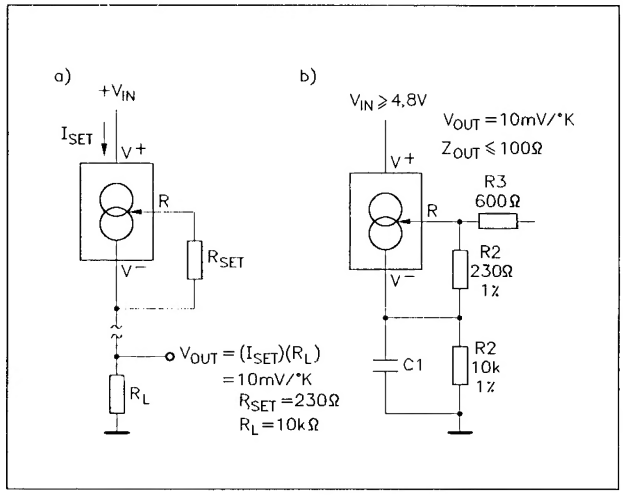
Rys. 2 Typowy układ aplikacyjny



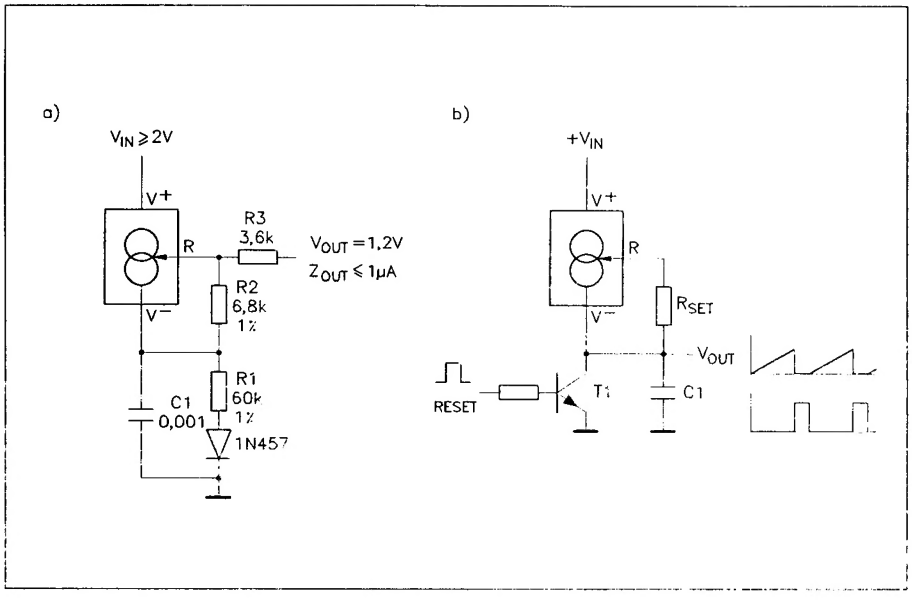
Rys. 3 Wykres do wyznaczania wartości rezystora R_{SET}

Zastosowana w układzie dioda krzemowa 1N457 zapewnia, dla powyższych wzorów minimalny współczynnik temperaturowy. Jednakże w układzie można zastosować dowolną uniwersalną diodę krzemową licząc się z niewielkim pogorszeniem współczynnika temperaturowego. Dioda powinna być umieszczona na płytce drukowanej jak najbliżej układu LM. Dalsze zmniejszenie wpływu temperatury na prąd źródła możliwe jest po przeprowadzeniu pomiarów prądu w funkcji temperatury. Jeżeli otrzymany współczynnik temperaturowy jest dodatni należy zmniejszyć wartość rezystora R2. Natomiast w przypadku ujemnego współczynnika zwiększa się wartość R2.

Liniową zależność zmian prądu w funkcji temperatury można wykorzystać do zbudowania układu termometru elektronicznego. Przykłady takich rozwiązań zamieszczono na rysunku 4a i 4b. Pierwsze rozwiązanie wymaga stosowania wzmacniacza o dużej rezystancji wejściowej rzędu 1 MΩ. Natomiast drugie pozwala na zastosowanie prostszego wzmacniacza. W obu przypadkach zmiana napięcia wyjściowego wynosi +10 mV/°K.



Rys. 4 Układy do pomiaru temperatury



Rys. 5 a) Źródło napięcia odniesienia, b) generator napięcia piłokształtnego

Kolejnym ciekawym zastosowaniem układu LM jest źródło napięciowe o zerowym współczynniku temperaturowym dostarczające napięcia 1,2 V przy prądzie $\leq 1\ \mu A$ (rys. 5a). Źródło to jest zasilane napięciem tylko 2 V.

Idealnym zastosowaniem źródła prądowego może być generator napięcia piłokształtnego (rys. 5b). Kondensator C1 ładowany jest stałym prądem którego wartość zależy od rezystora R_{SET}. Rozładowywanie odbywa się przy pomocy klucza tranzystorowego. Przy projektowaniu takiego układu należe zwrócić uwagę, aby minimalne napięcie na źródle prądowym nie spadło poniżej 1 V.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 942 (KF+CB+UKF)

Emisje: CW, SSB, FM, AM, RTTY, SSTV, FAX, Packet-Radio. Zakresy: 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 MHz, 140 ÷ 150 MHz w jednym urządzeniu. Moc 4 W, czułość 0,2 µV. Cena 1670 zł.

TRANSCEIVERY DIGITAL 96

Emisje: CW, SSB, RTTY, SSTV, FAX, Packet-Radio. Pełne pokrycie 50 kHz ÷ 31 MHz. Mikroprocesorowe sterowanie, syntezer częstotliwości, cyfrowa skala, przestrajanie cyfrową gałką, pamięci, wbudowany klucz elektronowy, moc 4 W, czułość 0,2 µV, duża odporność na skrośną modulację, BK, XIT, RIT, itd. Cena 820 zł.

LINIOWE WZMACNIACZE 1,5 ÷ 30 MHz 50 WAT MOCY WYJŚCIOWEJ

Wszystkie rodzaje emisji, **moc sterująca 4 W.** Odporne na zwarcia i brak obciążenia. Układ przeciwsobny na zachodnich tranzystorach V – MOS MS 1307 Cena 160 zł

WYKRYWACZE WSZELKICH RADIOWYCH PODSŁUCHÓW

Mieszczą się w dłoni, lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu, zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz). Absolutna prostota obsługi – jeden przycisk. Przydatne w biznesie i nie tylko ... Cena 130 zł.

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942, oraz DIGITAL 96. W skład zestawu wchodzą: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawów: DIGITAL 942 – 380 zł, DIGITAL 96 – 330 zł.

Informacje (gratis): V–Electronics, ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym. Dla sklepów upusty.

AKUSTYCY

PŁYTY, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Miksery, wzmacniacze, reduktory szumu, efekty: lesley, echo, envenlope, sustainer, flanger, karaoke,procesory surround syntezatory gitarowe i klawiszowe, samplery korektory audio i video, zdalne sterowanie, analizatory widma, demagnetyzery, testery magnetofonów oraz ponad 300 innych urządzeń.

OBNIŻKA CEN, ZAWSZE AKTUALNE
NOWY KATALOG - KOPERTA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCŁAW 17 Skr. Poczt. 1625

UNIWERSALNE PŁYTKI DRUKOWANE

Wysyłkowa sprzedaż detalczna części elektronicznych. Wszystkim zainteresowanym wysyłamy katalog.

Cyfronika
Zakład Elektroniki „CYFRONIKA"
30-385 Kraków, ul.Sąsiedzka 43
tel. 66-54-99 tel./fax 67-29-60

SPRZEDAŻ WYSYŁKOWA

Supermikroszpieg z odbiornikiem – 40 zł
Autoalarmy sterowane pilotem – 120-230 zł
Mikrofon podsłuchowy o rozmiarach baterii R-6 odbiór na dowolnym odbiorniku FM zasięg 200 m – 20 zł
Oraz wiele innych urządzeń m.in. elektrozawory paliwa, centralne zamki, zestawy do samodzielnego montażu.Szczegółowe informacje - koperta + znaczek na adres:

MN al. Rzeczypospolitej 100/2, 59-220 LEGNICA tel. 076 - 60-16-19 pn-pt. 17⁰⁰-21⁰⁰, sob-niedz. 10⁰⁰-16⁰⁰

AZ Elektronik oferuje w sprzedaży wysyłkowej:

UWAGA

Uniwersalny Mikroprocesorowy Miernik Częstotliwości

Zestaw składa się z dwóch uruchomionych płytek:
- płytki wyświetlacza 6 LED o wymiarach 80mm X 25mm
- płytki z procesorem o wymiarach 57mm X 60mm

Montaż polega na samodzielnym wykonaniu preskalera z obwodem wejściowym oraz połączeń między płytkami.

- Pomiar częstotliwości w zakresach 0,1 - 30 MHz, 30 - 1500 MHz
- Poprawka uwzględniana w pomiarze częstotliwości (dodawana lub odejmowana - cztery różne poprawki: 9.000, 10.700, 21.400 MHz)
- Poprawki dotyczące rodzaju emisji AM, FM, USB, LSB (dla urządzeń radionadawczych)
- Wybór dokładności pomiaru od 1kHz do 1Hz
- Cena miernika 115zł brutto
- Preskaler podział przez 4 i 64 - 42zł brutto.

AZ ELEKTRONIK CB CENTER
AZ Elektronik, ul. Elektronowa 2
65-001 Zielona Góra
tel. 26-14-97, 26-94-99 w.113
tel. 25-63-98

Tani wysyłkowy sklep części elktronicznych

87-100 TORUŃ
ul. Rakowicza 7A/36
(zainteresowanym oferty)

SPRZEDAŻ WYSYŁKOWA ELEMENTÓW

Sprzedaż wysyłkowa prowadzona jest w ścisłej współpracy z redakcją Praktycznego Elektronika przez firmę LARO S.C. Asortyment elementów obejmuje wszystkie urządzenia publikowane na łamach Praktycznego Elektronika. Szczegółowy wykaz elementów, wraz z cenami można znaleźć w numerze 9/96 PE na stronach 30,31.

LARO S.C.
65-958 ZIELONA GÓRA
skr. poczt. nr 149

INFOELEKTRONIKA

Kompleksowe zaopatrzenie serwisów w podzespoły elektroniczne

- trafopowielacze
- piloty VISA, GBS, HQ, KÖNIG
- półprzewodniki
- pełny program KÖNIG – ELECTRONIC

Infoelektronika tel. (0-68)
św. Cyryla i Metodego 3 24-36-00,
65-533 Zielona Góra 26-71-03

TRANSET

zestawy do samodzielnego montażu, oraz zmontowane i zestrojone płytki:
1. profesjonalnych wykrywaczy metali z dyskryminacją oraz PI,
2. przystawki zmieniającej OTV w wielokanałowy oscyloskop,
3. generator funkcji 0,01 Hz ÷ 1 MHz,
4. radiotelefony CB,
5. i wiele innych zestawów.

Informator – koperta + znaczki na list polecony.
ul. Szkolna 2 - 58-550 KARPACZ

Sprzedam wobuloskop, analizator widma do 1 GHz tel. (071) 57-16-20

Kupię Lampy 6П45C do Rubina 714 tel.(071) 57-16-20